electronia + radio + tv

Superheterodino de A.M.

ediciones AFHA

electronia radio tv

método especialmente ideado para aprender por sí mismo

electronia + radio + tv

tomo V

El superheterodino

AFHA

el método de

electronia radio tv

comprende los siguientes títulos:

Tomo	I	**Teoría y montajes iniciales**
Tomo	II	**Válvulas de vacío. Electrometría teórico-práctica**
Tomo	III	**Detectores. Osciladores. Amplificadores**
Tomo	IV	**Amplificadores B.F. Altavoces. Válvulas amplificadoras**
Tomo	V	**El superheterodino de AM**
Tomo	VI	**Receptores de frecuencia modulada**
Tomo	VII	**Transistores**
Tomo	VIII	**Alta fidelidad**
Tomo	IX	**Instrumentos de medida**
Tomo	X	**Televisión (I)**
Tomo	XI	**Televisión (II)**
Tomo	XII	**Televisión (III)**

© AFHA Internacional, S.A.
c/. Maestro Nicolau, 4 Barcelona (21)
Vigésimotercera edición: Primer trimestre 1980
Depósito Legal: B. 31.952-1978 (V)
ISBN 84-201-0274-1 Obra completa
ISBN 84-201-0345-4 Tomo 5
Impreso en España
Printed in Spain
Impreso por EMOGRAPH, S.A.

prólogo

Toda obra extensa, científica o no científica, tiene sus momentos cruciales, sea por la importancia intrínseca del tema que en estos momentos se alcanza, sea porque el lector llega a ellos con la madurez suficiente para tener conciencia de haber traspasado el umbral de una nueva etapa que deja atrás lo elemental.

Tal ocurre con este nuevo volumen de nuestro tratado de Electrónica, Radio y TV: representa un momento crucial en la formación del técnico porque pone en sus manos toda la teoría del heterodinaje.

Aquí empieza la etapa superior del estudio de la radio, etapa que se completa con las lecciones contenidas en el volumen VI de nuestra obra, íntegramente dedicado al estudio de la Frecuencia Modulada.

Una de las principales características de nuestro tratado, está en el hecho de ocuparse de la formación práctica del lector, siendo en este sentido que vale la pena decir algo sobre las prácticas que aparecen en este volumen.

Tales prácticas están destinadas a la descripción y montaje de un Generador de Señales de R.F-B.F. que aúna sencillez y eficacia.

Puede parecer que lo más lógico hubiera sido destinar estos capítulos de prácticas al montaje de un receptor superheterodino. Sin embargo, ha prevalecido el criterio de introducir el Generador de Señales por cuanto es el instrumento imprescindible para poner en marcha los receptores superheterodinos que (es cosa sabida) necesitan de un proceso de ajuste sin el cual son inoperantes.

Por otra parte y cada día en mayor proporción, los receptores comerciales son receptores mixtos A.M.-F.M.

Creemos, pues, que estamos en lo acertado, al haber reservado para el siguiente tomo el estudio práctico de los receptores superheterodinos, puesto que será entonces cuando el lector estará en condiciones de comprender no sólo el funcionamiento del receptor de A.M, sino también la incorporación a él de la parte de F.M.

Aún hay otra razón que justifica nuestro proceder:

Pensar que el lector que así lo desee, también podrá alambrar un superheterodino de AM, puesto que la experiencia acumulada a través de los muchos montajes que lleva vistos le capacita sobradamente para llevar a la práctica el esquema del receptor.

Y puesto que conocerá el Generador RF-BF, no sólo montará un receptor, sino que, además, podrá cumplir la importantísima misión del ajuste, sin la cual, de nada le servirá haber alambrado, no uno, sino cincuenta receptores.

En cuanto a la forma de exponer el contenido teórico de este tomo, el lector que amablemente nos ha seguido a través de toda nuestra obra, sabe perfectamente que siempre nos esforzamos para ofrecer una explicación total de los fenómenos electrónicos que condicionan el funcionamiento de un circuito y que el principal interés de nuestro trabajo radica, precisamente, en haber conseguido que nuestras lecciones teóricas, sin necesidad de caer en lo erudito, respondan a un estricto criterio científico.

Creemos que no vamos a defraudarle ahora. Nuestro intento ha sido ofrecer al lector una exposición detallada, pero muy inteligible de los fenómenos propios del superheterodinaje y, sin que ello represente faltar a la modestia, creemos haberlo conseguido.

Asimilar las enseñanzas que agrupa este volumen, representa para nuestros lectores haber alcanzado una madurez técnica que los capacitara para enfrentarse con cualquier trabajo relacionado con la radio con aquella visión, capacidad de acción y tranquila seguridad que sólo puede dar la conciencia de saberse un verdadero técnico en radio.

índice

Lección 26 - página 1

RADIOTECNIA. — *El superheterodino.* Introducción. Los condensadores en los circuitos de c.a. Relación de fase en un condensador. Las inductancias en los circuitos de c.a. Condensador e inductancia en paralelo-resonancia. Resonancia. Condensador e inductancia en serie. Impedancia, curvas de resonancia. Influencia del facto «Q» en la selectividad.

Lección 27 - página 27

RADIOTECNIA. — *El superheterodino.* Introducción. Amplificadores selectivos. Inconvenientes del triodo como amplificador de A.F. Los triodos reducen la selectividad. Amplificadores selectivos en cascada. El problema de la sintonía en los amplificadores en cascada. El receptor de radiofrecuencia sintonizada.

Lección 28 - página 47

RADIOTECNIA. — *El superheterodino.* Principio de funcionamiento del paso conversor. Heterodinaje. Heterodinaje no es igual a modulación. Acción del paso conversor. El problema de la selectividad. Osciladores utilizados en los pasos conversores. Ganancia de conversión. Conversores a válvulas. Ventajas e inconvenientes del pentodo como conversor. Hexodo y heptodo. Válvulas conversoras osciladoras.

Lección 29 - página 73

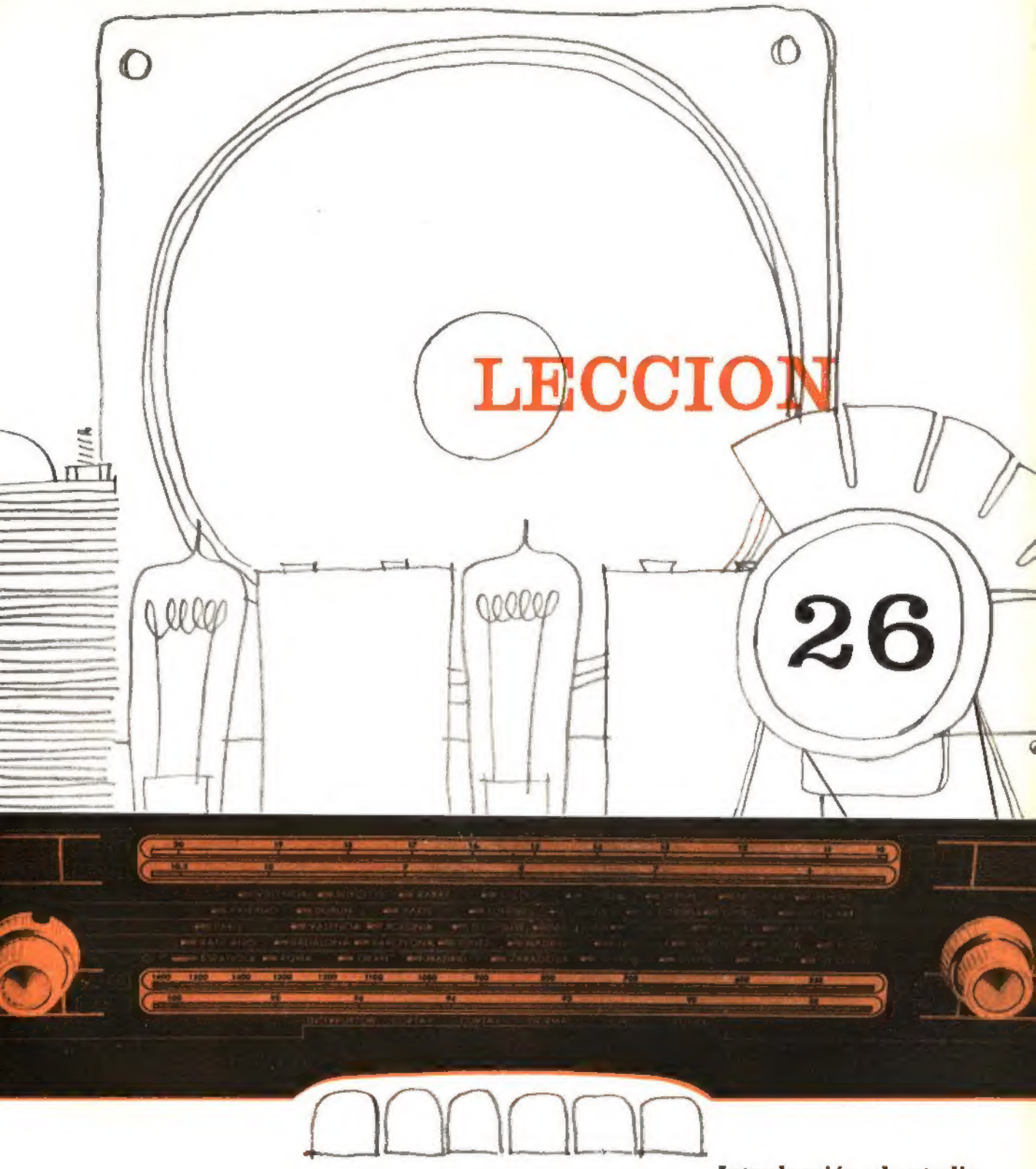
RADIOTECNIA. *El superheterodino.* Un defecto del superheterodino: La frecuencia imagen. Dando soluciones. El problema del mando único en los superheterodinos. Superheterodinos con tándem recortado. Algunos detalles acerca de los condensadores varibles. Margen de frecuencias sintonizado. La forma de las placas móviles. El arrastre en los superheterodinos con tándem no recordado. Una elección previa. Arrastre con coincidencia simple. Arrastre con triple coincidencia. Una última mejora.

Lección 30 - página 101

RADIOTECNIA. — *El superheterodino.* El amplificador de F.I. Elección del valor de la frecuencia intermedia. El ancho de banda del amplificador de F.I. Constitución del amplificador de F.I. Constitución de los transformadores de F.I. El esquema básico del superheterodino. El grado de acoplamiento en los transformadores de F.I.

Lección 31 - página 121

RADIOTECNIA. — *El superheterodino.* El cambio de onda. Algunos detalles. Conmutadores. Las bobinas. El control automático de sensibilidad. Válvulas de pendiente variable. Constitución de las válvulas de pendiente variable. El circuito de C.A.S. Control automático diferido.



LECCION 26

Introducción al estudio del superheterodino

Los condensadores e inductancias en los circuitos de c. a.

Resonancia

El superheterodino. Estudio de los circuitos electrónicos en c. a.

INTRODUCCION

Quien conoce la teoría de la radio, sabe perfectamente que el estudio de los receptores superheterodinos representa algo así como haber alcanzado el nivel de una licenciatura en radio. Es así por cuanto el superheterodino es la etapa adulta de la radiorecepción, el principio que ha permitido obtener receptores de gran selectividad, cualidad que resultó imprescindible en cuanto la radiodifusión empezó a adquirir la importancia social y económica que nadie discute.

Puede decirse que todos los receptores que se fabrican actualmente son receptores superheterodinos y si tiene un receptor en casa, puede estar seguro de poseer un superheterodino.

Aún más: los receptores de frecuencia modulada (F.M.) y la inmensa mayoría de los receptores de TV funcionan según el principio del superheterodino; mejor dicho: son receptores superheterodinos.

Sin embargo, lo que tradicionalmente constituye el estudio del receptor superheterodino no incluye los aparatos de F.M. y TV. Se limita a lo que podemos llamar superheterodino básico de A.M. (modulación de amplitud). La modulación de frecuencia (F.M.) representa otra etapa en nuestro estudio.

La gran selectividad de estos aparatos se consigue por medio de amplificadores selectivos en los que intervienen, como parte fundamental, los circuitos resonantes.

Para comprender la teoría del superheterodinaje, es indispensable profundizar en el comportamiento de los circuitos eléctricos en corriente alterna.

He aquí el tema de esta primera lección que abre un tratado que pretende llevar al lector a un conocimiento cabal teórico y práctico de los receptores superheterodinos.

LOS CONDENSADORES EN LOS CIRCUITOS DE C. A.

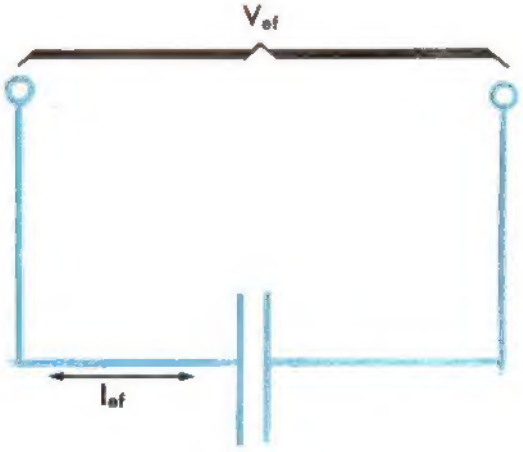
Su experiencia le ha dicho, que no hay circuito de radio en el que los condensadores no jueguen un papel definitivo.

Algo sabemos ya, acerca del comportamiento de un condensador cuando está intercalado en un circuito de corriente alterna y este algo es, concretamente que el tal condensador permitirá el paso de la corriente, cuya intensidad eficaz podremos calcular (intensidad a través del condensador) si conocemos el valor de la tensión eficaz entre sus armaduras. Bastará con que apliquemos esta fórmula:

$$I_{ef} = \frac{V_{ef}}{X_C}$$

en la cual X_c es la llamada *reactancia capacitiva* del condensador cuyo valor es:

$$X_c = \frac{1}{2\ \pi\ f\ C}$$



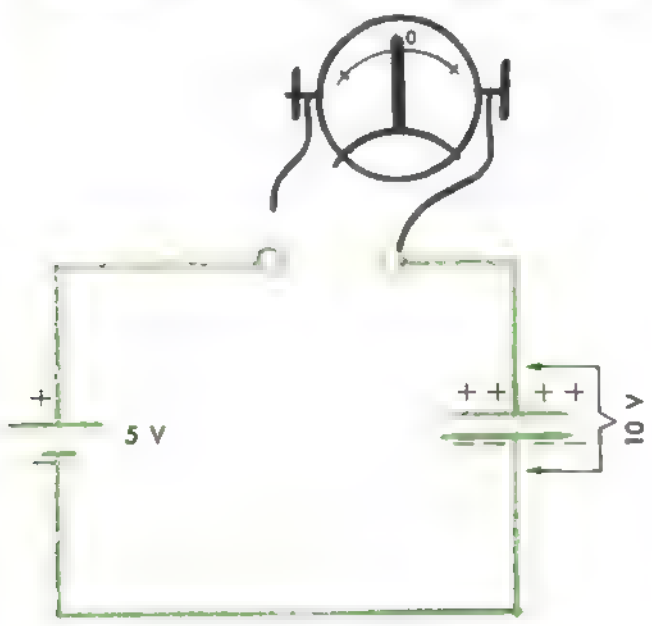
Los condensadores permiten el paso de las corrientes alternas.

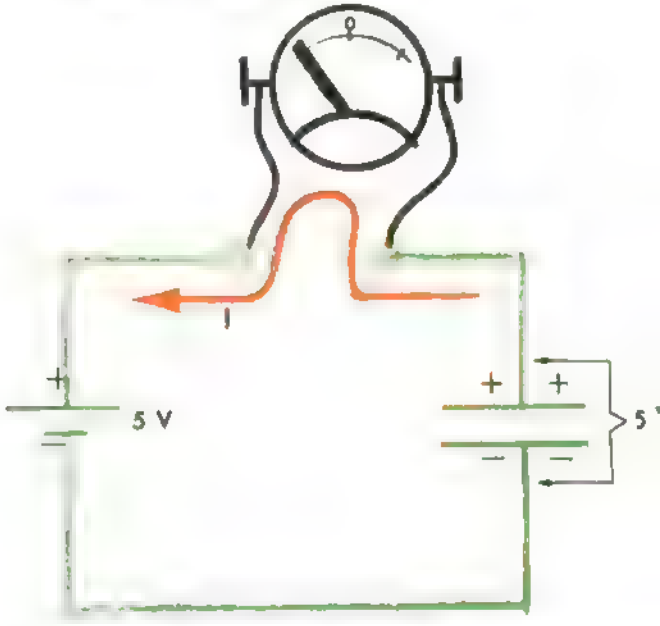
Si en un condensador sólo pudiésemos considerar la anterior circunstancia, su diferencia con una resistencia estaría tan solo en que su oposición al paso de la corriente depende de la frecuencia de la misma, cosa que no ocurre en el caso de una resistencia.

Pero, lo cierto es que el comportamiento del condensador, comparado con el de la resistencia, presenta otras diferencias.

Para corroborar lo antedicho, puede hacerse una experiencia sencilla: conectar a los bornes de una batería un condensador cargado con una d.d.p. mayor que la f.e.m. de la batería. En el momento de establecer la conexión entre los bornes de la batería y los del condensador, el galvanómetro con cero central indicará el paso de una corriente que circula *hacia el positivo de la batería*, hasta que la d.d.p. entre las armaduras del condensador se iguala con la d.d.p. entre los bornes de la batería. La carga del condensador habrá disminuido.

Es evidente que hechos de esta naturaleza no pueden darse si en vez de un condensador conectamos una resistencia. En este caso, siempre tendremos una corriente que circulará del positivo de la batería al negativo de la misma a través de la resistencia, como sabemos perfectamente desde nuestros primeros estudios.





Hasta el momento en que la d.d.p. entre bornes de la pila y entre las armaduras se hayan igualado el galvanómetro acusará una corriente que sigue la dirección positivo condensador a positivo batería.

RELACIÓN DE FASE EN UN CONDENSADOR

Aunque el ejemplo propuesto puede parecer trivial, nunca es conveniente despreciar las cosas que aparentemente carecen de importancia. Pronto veremos la utilidad del hecho que acabamos de comentar.

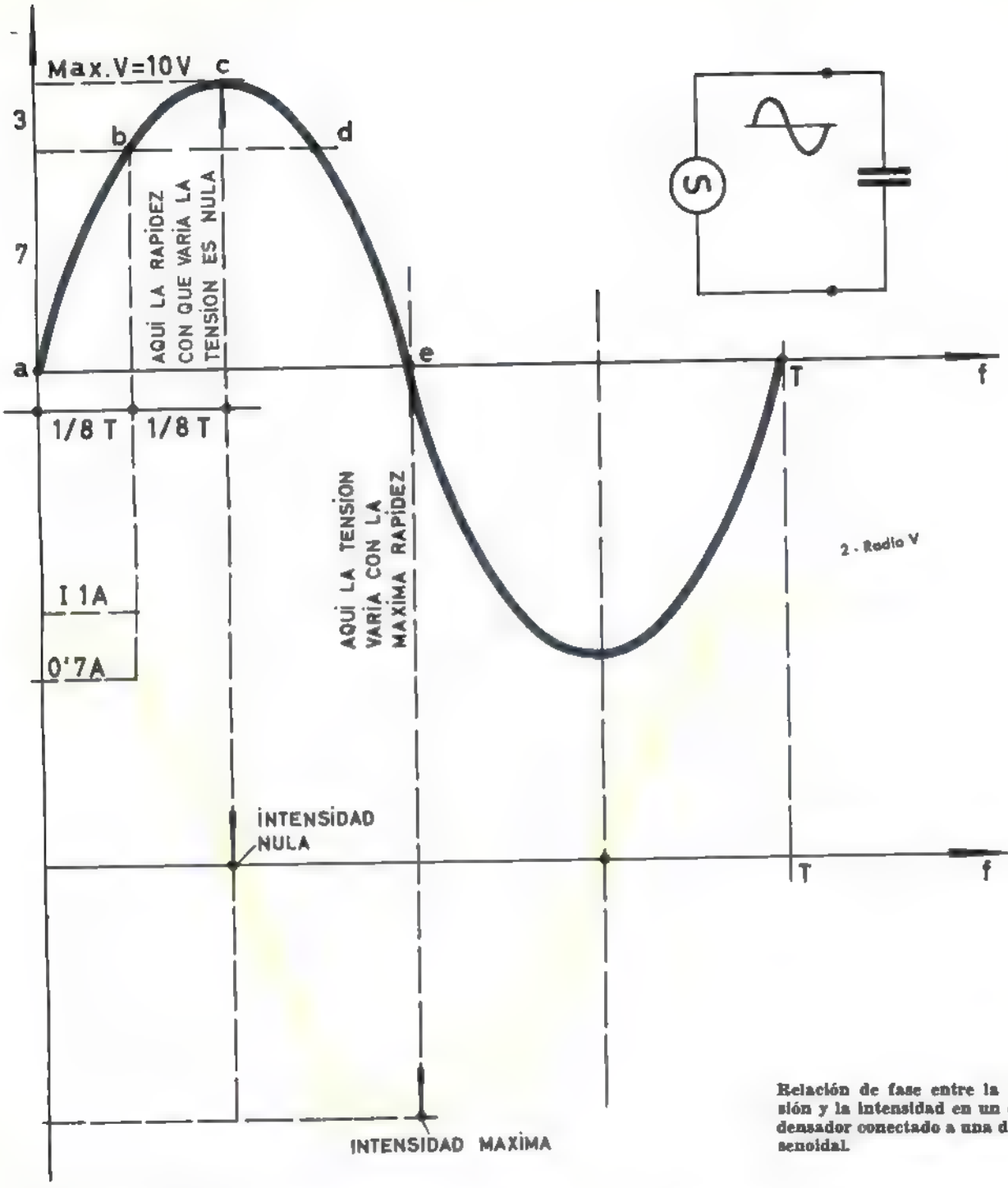
Hagamos ahora que las armaduras del condensador queden conectadas a una d.d.p. alterna que vamos a considerar que es de tipo senoidal.

Las armaduras del condensador, debido a las variaciones del potencial estarán sujetas a los efectos de cargas y descargas sucesivas. En otras palabras: el condensador se carga y descarga sucesivamente lo que, en definitiva equivale a decir que por los conductores conectados a las armaduras circula una corriente cuya intensidad variará senoidalmente de la misma forma en que varía la tensión pero con la particularidad siguiente:

LA INTENSIDAD QUEDA DEFASADA UN CUARTO DE PERÍODO RESPECTO A LA TENSIÓN.

En el gráfico inmediato, queda indicado este desfase: cuando la tensión es máxima, la intensidad es nula y viceversa, a cada valor de pico de la intensidad corresponde un valor cero para la tensión.

En el gráfico y para poder concretar mejor, hemos determinado unos valores numéricos suponiendo que la tensión aplicada tiene un valor de pico de 10 V y que la intensidad (cuyo valor real depende de la frecuencia de la corriente y de la capacidad del condensador) alcanza 1 A.



Relación de fase entre la tensión y la intensidad en un condensador conectado a una d.d.p. senoidal.

En las indicaciones añadidas al gráfico que comentamos se desprende una observación muy importante; preste atención, por favor:

EL VALOR DE LA INTENSIDAD QUE CIRCULA POR LOS CONDUCTORES UNIDOS A LAS ARMADURAS DE UN CONDENSADOR, NO DEPENDE DEL VALOR QUE EN EL INSTANTE CONSIDERADO TENGA LA TENSIÓN APLICADA, SINO QUE DEPENDE DE LA RAPIDEZ CON QUE DICHA TENSIÓN VARÍE.

Es cosa sabida que aunque apliquemos una tensión de 1.000 V a un condensador, la intensidad será nula si dicha tensión es constante (tensión continua) y que por contra, una tensión alterna de valor muy inferior, aun conservando constante su valor de pico, hará circular una intensidad tanto mayor cuanto más alta sea la frecuencia, o sea, cuanto más rápidamente varíe esta tensión. Esta cuestión fue tratada con detalle en

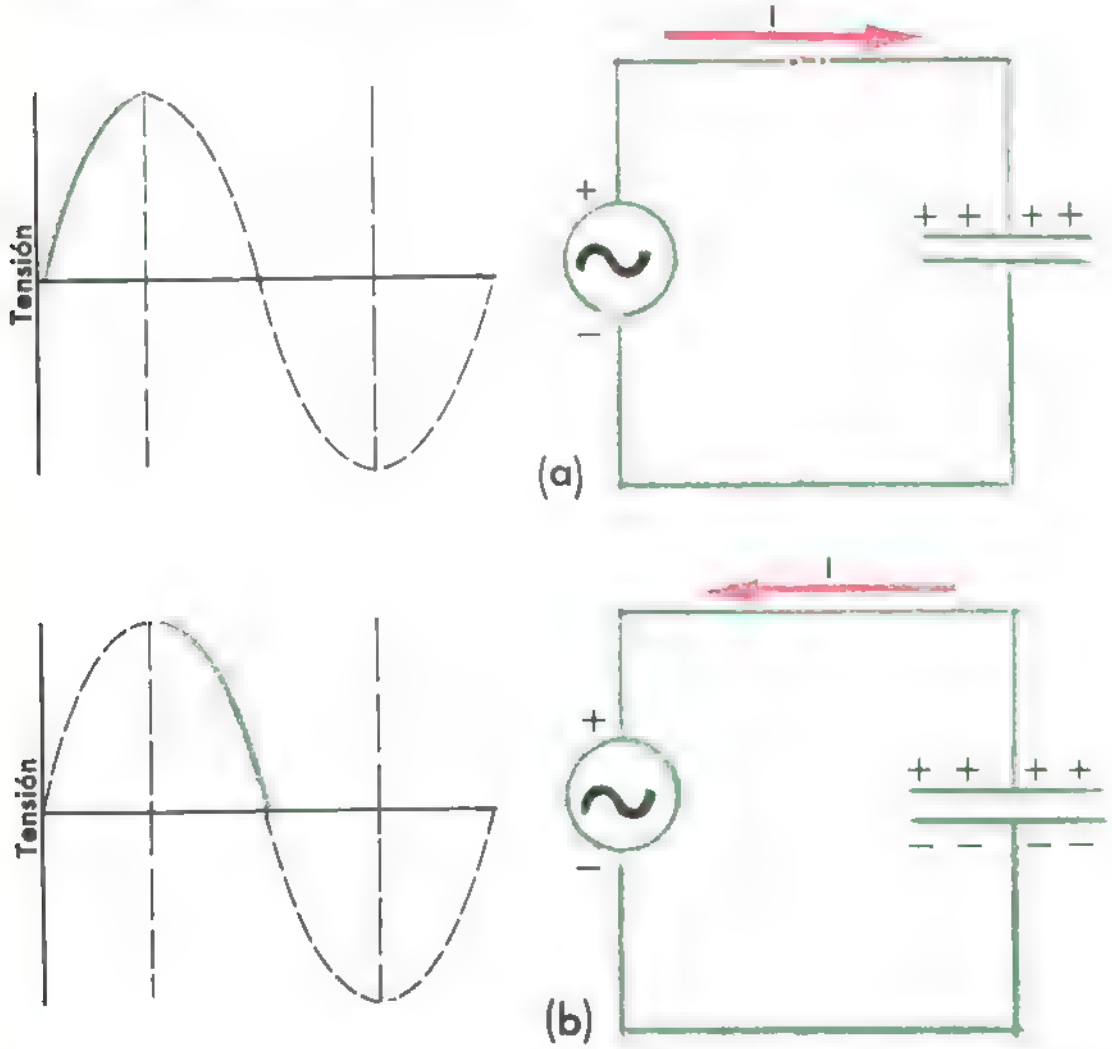
la lección número 12 de nuestro método.

Quizás no acabe de verse con claridad por qué afirmamos que en el punto c la rapidez de la variación de la tensión es nula (intensidad cero) y por qué en él decimos que la rapidez con que varía la tensión es máxima (intensidad máxima).

Pues bien: analice el gráfico y verá que en el primer octavo de período la tensión pasa de cero voltios a siete (varía en 7 voltios) mientras que en el segundo octavo la variación es sólo de 3 voltios. Es evidente que a medida que nos acercamos al punto *e*, más pequeña es la variación en el período de tiempo que consideremos. Vea que la intensidad toma valores que se corresponden con la rapidez de las variaciones de la tensión. Así, cuando la tensión pasa del punto *a* al punto *b*, la intensidad desciende sólo en 0'3 A. En cambio, cuando la variación de V es de 3 voltios (de b a c) la intensidad desciende de 0'7 A a 0 A (cero A).

Se comprende también que en el punto en que la tensión es máxima la intensidad sea nula ya que, mientras la tensión aumenta en el orden a-b-c, el condensador se irá cargando y la intensidad irá desde el borne del generador que en este instante sea positivo al condensador. Pero a partir del punto c la tensión disminuirá en el orden c-d-e; el condensador se descargará y la intensidad circulará en sentido contrario al anterior. Claro es que este cambio de sentido quiere decir que la intensidad pasa de ser positiva a ser negativa y puesto que el cambio se produce cuando V alcanza su valor máximo (punto c) en este instante debe ser I = 0.

Aunque de forma un tanto primaria queda también así explicada la razón del desfase entre la tensión y la intensidad cuando se conecta un condensador a los bornes de un generador de corriente alterna.



Ilustramos lo que sucede durante el semiperiodo positivo de la tensión senoidal aplicada a las armaduras de un condensador. En (a) la tensión aumenta y se carga el condensador. En (b) la tensión disminuye y el condensador se descarga.

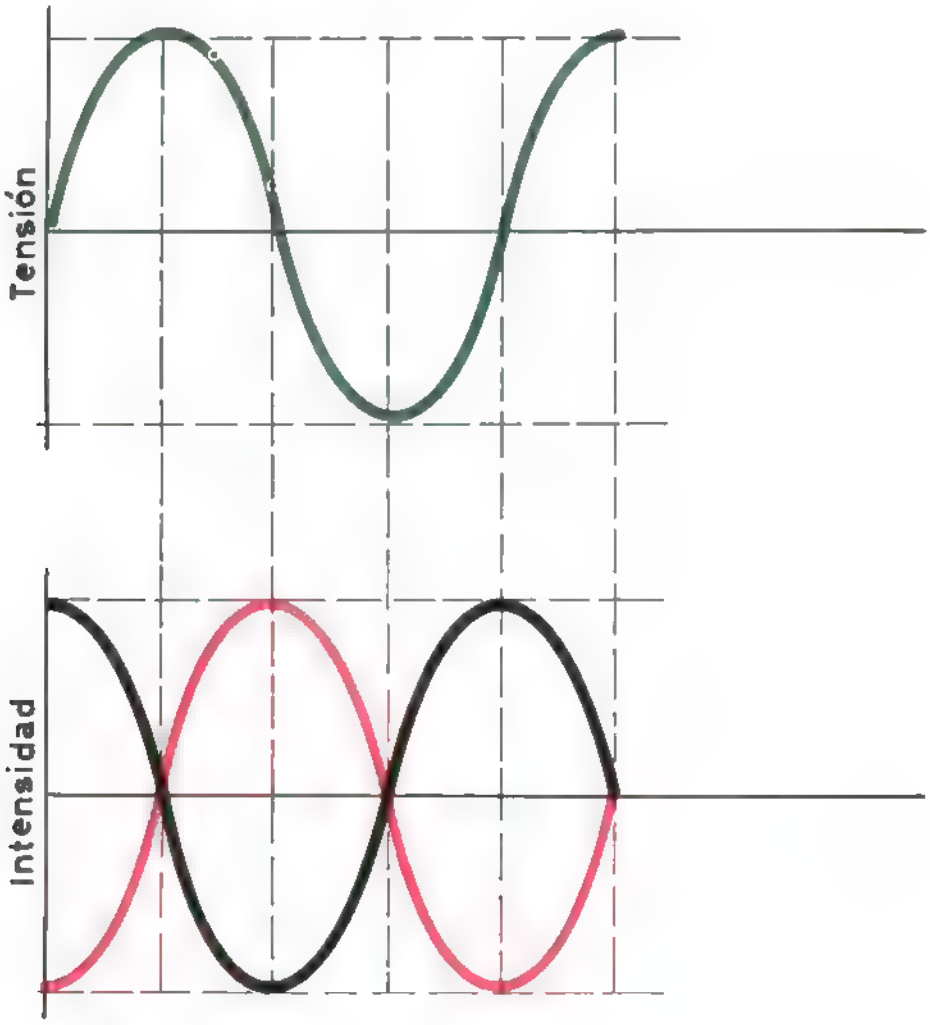
Resumiendo: es fácil ver que cuando la tensión alcanza valores máximos (positivos o negativos) las variaciones tienen lugar con mayor lentitud y la intensidad tiene valores mínimos. Concretamente: su valor es nulo en el instante en que la tensión, es máxima. Y viceversa: cuando la tensión pasa por los valores mínimos lo hace con la máxima rapidez. La intensidad máxima corresponde al instante de tensión nula. Todo ello en el supuesto de que la tensión aplicada varía senoidalmente.

Ahora bien; el desfase ante la tensión y la intensidad, la coincidencia entre valores máximos y mínimos puede darse de dos formas distintas.

Una forma es la que hemos visto. La tensión parte de cero y la intensidad de su valor máximo *positivo*.

La otra forma es aquella que considera que la intensidad parte de su valor máximo negativo.

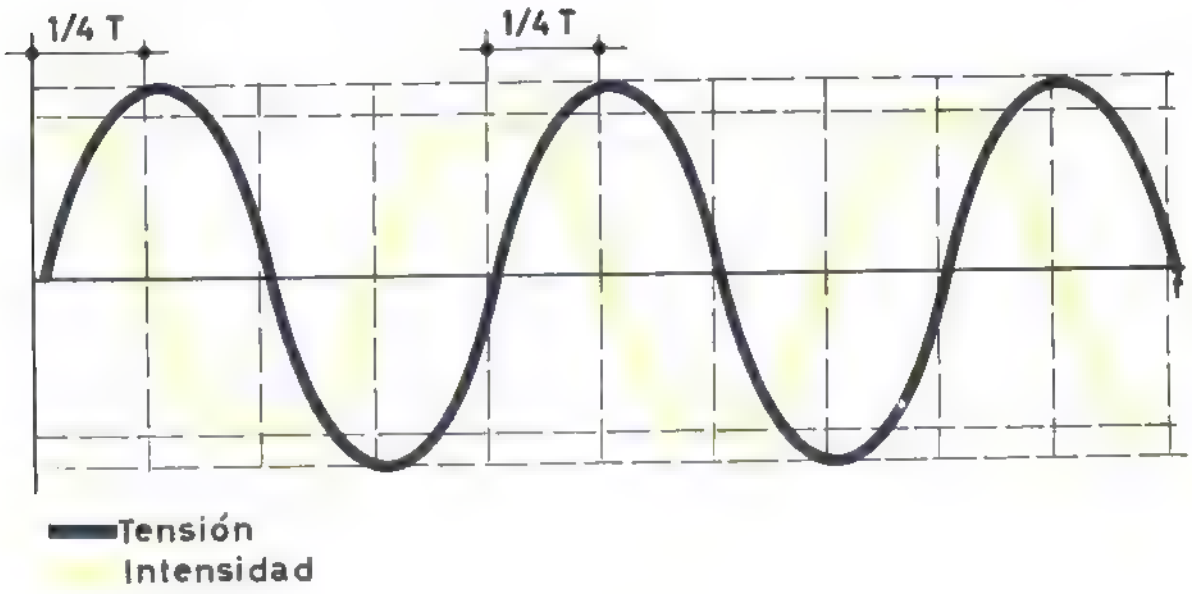
Vea el gráfico, por favor: en él aparecen los dos gráficos de la intensidad, una en negro y otra en color. De acuerdo con los razonamientos llevados a cabo, en el caso de un condensador conectado a una corriente alterna, sólo es posible la variación de la intensidad representada en negro. Es decir: cuando la tensión alcanza su máximo valor positivo, la intensidad pasa de positivo a negativo.



La intensidad podrá variar según la curva en negro o según la curva en color. En ambos casos estará defasada 1/4 de período respecto de la tensión. Ahora bien; en el caso de un condensador, sólo es posible el primer caso: curva en negro.

Si trazamos la senoide de la intensidad sobre el mismo eje de la tensión (en realidad es así), dibujando varios períodos, advertiremos con toda claridad que en un condensador el defasaje se caracteriza por la circunstancia siguiente.

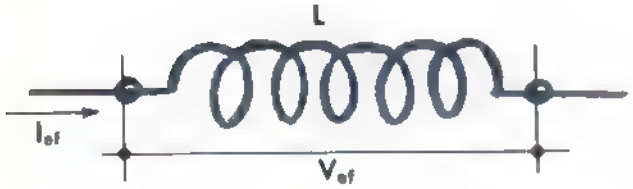
LA INTENSIDAD A TRAVÉS DE UN CONDENSADOR VA ADELANTADA UN CUARTO DE PERÍODO RESPECTO DE LA TENSIÓN APLICADA A SUS BORNES.



Con las inductancias (bobinas) ocurre algo parecido a lo que hemos visto en los condensadores: presentan una oposición al paso de la corriente alterna a la que denominamos *reactancia inductiva* y que simbolizamos por X_L.

El valor de esta reactancia inductiva viene dada por la fórmula:

$$X_L = 2 \pi f \times L$$



La relación existente entre V_{ef} e I_{ef} depende del valor de L para una misma frecuencia.

en la cual L es el valor de la autoinducción en Henrios.

Considerando que la reactancia inductiva actúa a modo de resistencia, entre la tensión eficaz presenta en los extremos de una autoinducción y la intensidad eficaz que por ella circula, existirá la relación característica de la ley de Ohm.

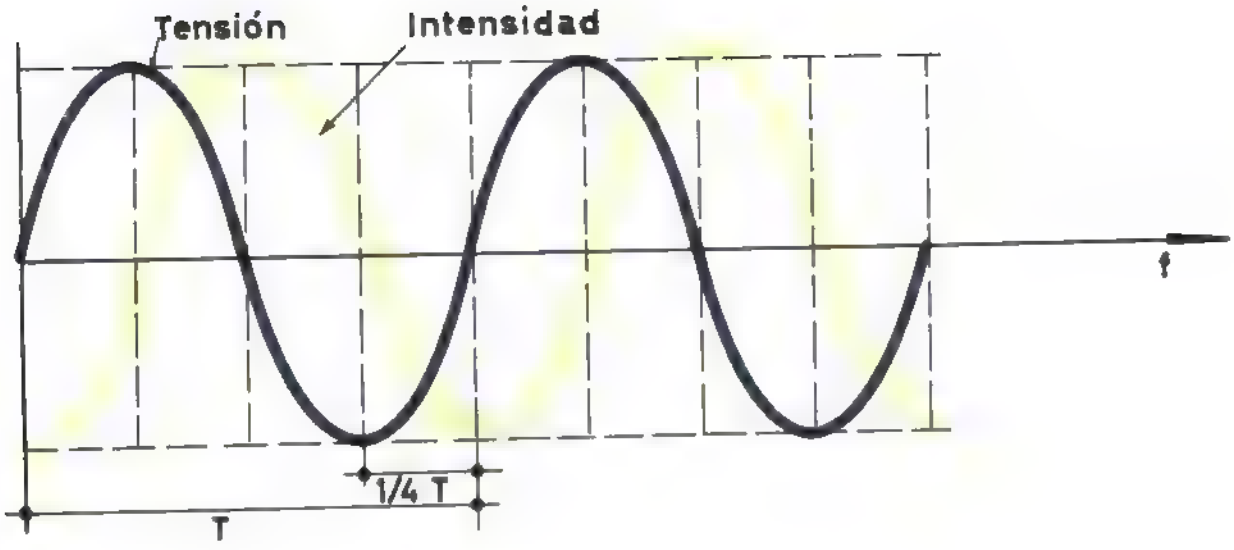
$$I_{ef} = \frac{V_{ef}}{X_L}$$

También aquí, como en los condensadores, la intensidad está defasada 1/4 de período respecto de la tensión, pero con una notable diferencia:

LA INTENSIDAD A TRAVÉS DE UNA AUTOINDUCCIÓN VA RETRASADA UN CUARTO DE PERÍODO RESPECTO DE LA TENSIÓN.

Recuerde que en el caso de un condensador la intensidad iba *adelantada;* en cambio, en el caso de una bobina, va *atrasada.*

Este desfase se comprende si tenemos en cuenta este hecho importantísimo: LA TENSIÓN PRESENTE EN LOS TERMINALES DE UNA INDUCTANCIA NO DEPENDE DEL VALOR DE LA INTENSIDAD QUE POR ELLA CIR-



En una inductancia, la intensidad va retrasada 1/4 de período respecto de la tensión.

CULA, SINO QUE DEPENDE DE LA RAPIDEZ CON QUE ESTA INTENSIDAD VARÍE.

Una corriente continua, en efecto, por intensa que sea, no puede crear ninguna f.e.m. autoinducida, puesto que le falta la condición esencial: ser una corriente variable capaz, por tanto, de crear un flujo variable. Una corriente alterna, en cambio, origina una f.e.m. inducida, tanto mayor cuanto más elevada es la frecuencia de la corriente, lo que, dicho con otras palabras equivale a esto: la f.e.m. inducida crecerá a medida que aumente la rapidez de las variaciones de la corriente que la origina, lo cual, no implica que el valor de pico de I no puede ser constante.

En virtud de lo anterior, es evidente que LA TENSIÓN TENDRÁ SU MÁXIMO VALOR CUANDO LA INTENSIDAD VARÍA CON LA MÁXIMA RAPIDEZ y ese instante, como en toda onda senoidal corresponde el momento en que la intensidad pasa por el valor cero.

Está claro que en el caso de una inductancia las ondas de tensión e intensidad deben corresponderse de modo que los mínimos de una onda corresponda con los valores nulos de la otra. Por tanto hay un desfase entre ambas de 1/4 de período.

Queda por explicar por qué la intensidad va atrasada respecto a la tensión y no adelantada como en el caso de un condensador.

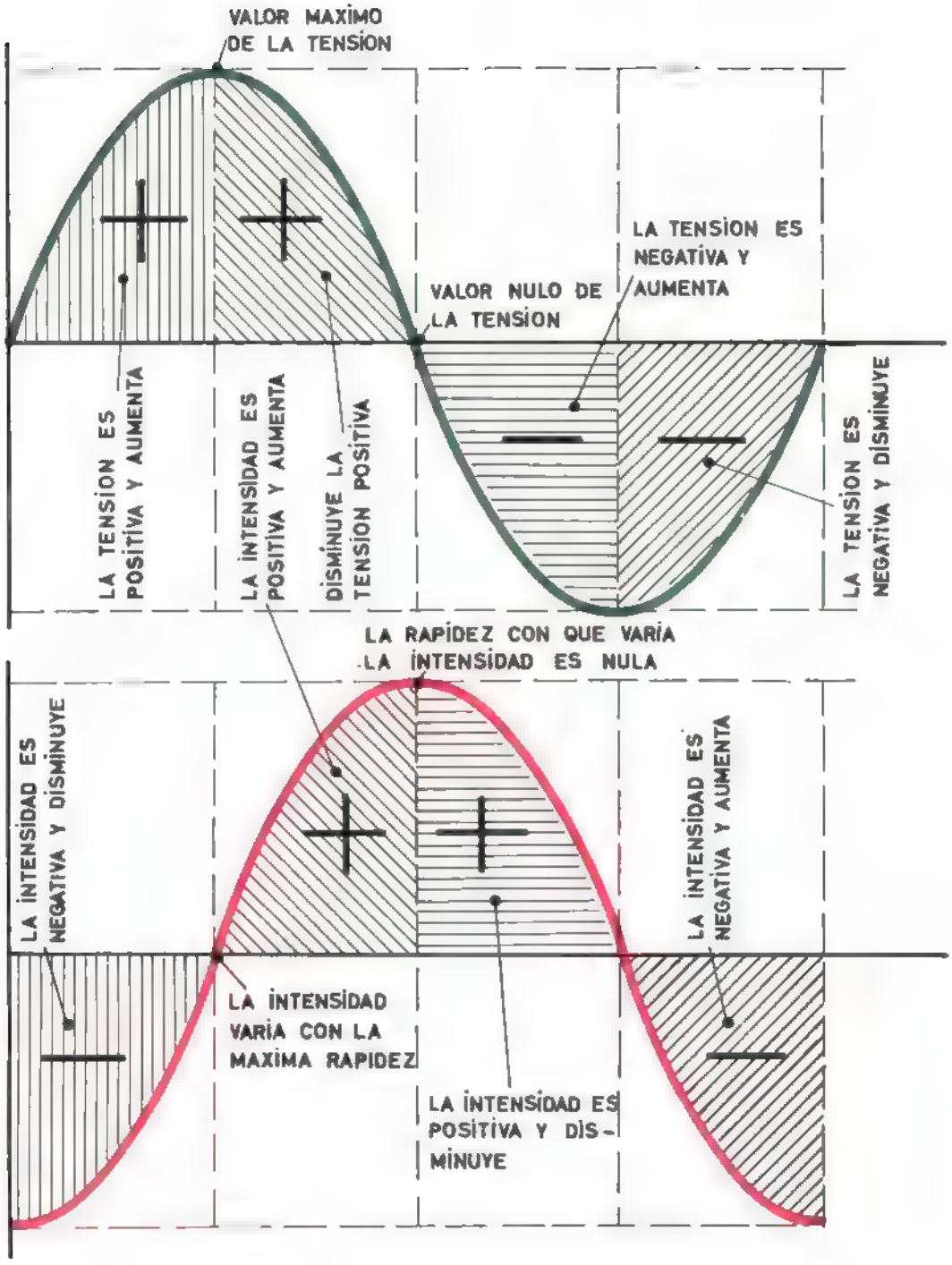
La explicación la encontramos en el hecho de que los fenómenos de la autoinducción siguen la *ley de Lenz* citada en nuestra lección 15 y que, en nuestro caso, podemos traducir diciendo que LOS FENÓMENOS DE LA AUTOINDUCCIÓN TIENDEN A OPONERSE A LA CAUSA QUE LOS PRODUCE.

Según Lenz, ¿qué ocurrirá en el caso que nos ocupa?

Digamos, por ejemplo, que aumenta la intensidad de la corriente que un generador exterior hace circular a través de una bobina. De acuerdo con la Ley de Lenz, la f.e.m. inducida aparecerá de forma que se oponga a dicho aumento de la corriente. Por tanto el polo positivo se enfrentará al borne por donde llega la corriente del generador, dando lugar a una corriente inducida de sentido contrario.

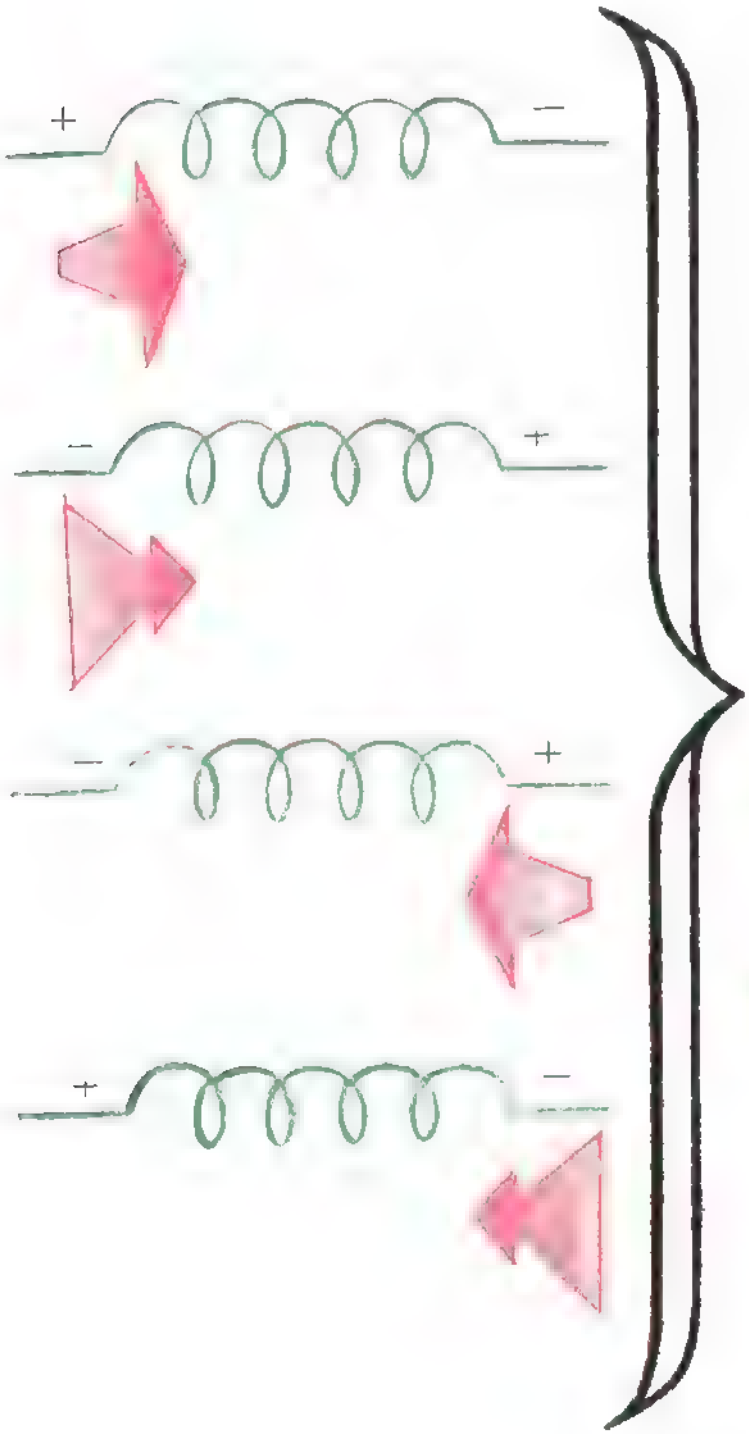
Cuando la corriente a través de la bobina disminuye, la f.e.m. inducida cambia de polaridad, creando una corriente del mismo sentido que se suma a la anterior a fin de contrarrestar su disminución.

Observe bien que hemos hablado de una corriente que aumenta y disminuye, no de cambios de sentido en la misma, de lo que resulta que, a pesar de que la corriente pueda fluir constantemente de izquierda a derecha (admitamos que en



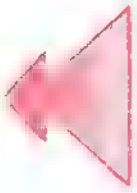
Esta es la relación entre los valores instantáneos de la tensión e intensidad en una inductancia.

nuestro caso es este el sentido positivo de la corriente) la tensión puede, por el contrario, cambiar de polaridad. Si la corriente fuese negativa (correría de derecha a izquierda) se darían los mismos fenómenos, pero referidos esta vez al otro terminal de la bobina. Hemos intentado la expresión gráfica de estos fenómenos simbolizando la intensidad por una flecha cuya punta indica el sentido en que circula y cuyo aspecto pretende decir si aumenta o disminuye su valor absoluto.



Estas son las relaciones posibles entre la polaridad en los extremos de una inductancia y las variaciones de la corriente a través de la misma. La corriente se ha simbolizado por una flecha de acuerdo con el siguiente convenio:

Sentido: izquierda a derecha
Variación: aumenta



Sentido: derecha a izquierda
Variación: disminuye

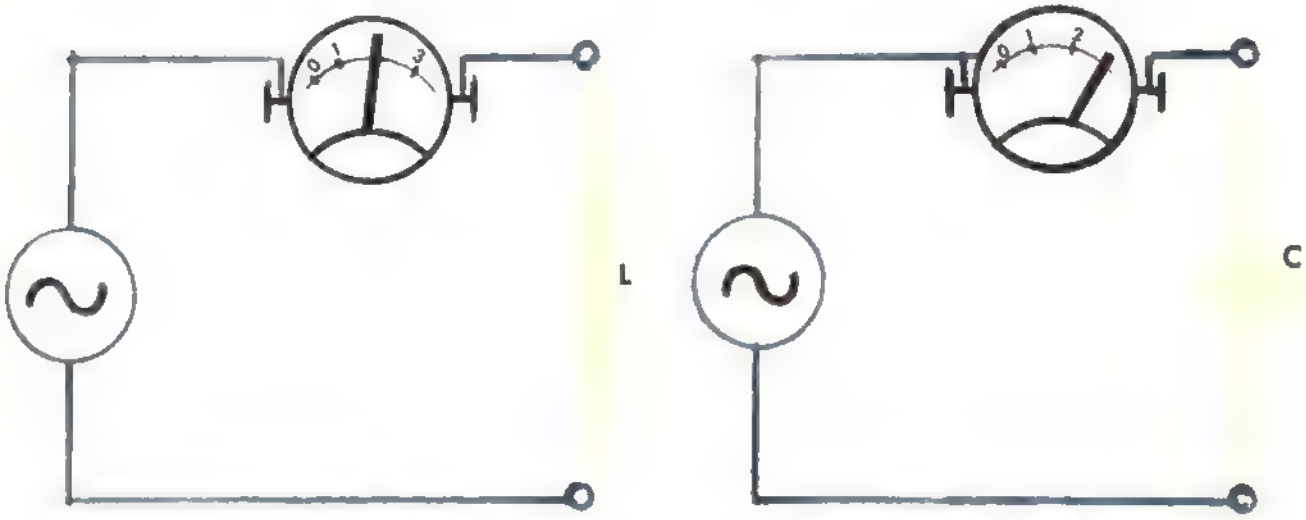
Después de todo lo dicho sobre la relación existente entre la intensidad que circula por una bobina y la tensión que medimos en sus extremos, debe cumplirse necesariamente lo enunciado:

LA INTENSIDAD ALTERNA QUE CIRCULA POR UNA INDUCTANCIA, VA RETRASADA EN UN CUARTO DE PERÍODO RESPECTO DE LA LA TENSIÓN APLICADA A SUS TERMINALES.

Compruebe usted, cómo la relación entre tensión e intensidad concuerda en el gráfico anterior con lo que hemos simbolizado en el gráfico de la página 10

Cuando a un generador de c.a. se le conexiona una autoinducción en paralelo con un condensador, ocurren cosas francamente curiosas y de gran trascendencia en el campo de la electrónica.

Piense que todo lo que vamos ofreciendo a la consideración de usted, tiene una sola finalidad inmediata: llegar al estudio del superheterodino con el bagaje del conocimiento necesario para que tal estudio responda a una metodología racional. Es decir no se trata sólo de saber como se construye un receptor superheterodino, por muy importante que sea este aspecto de la cuestión. Se trata, además, de saber la razón de ser del circuito. Estudie el gráfico que sigue:

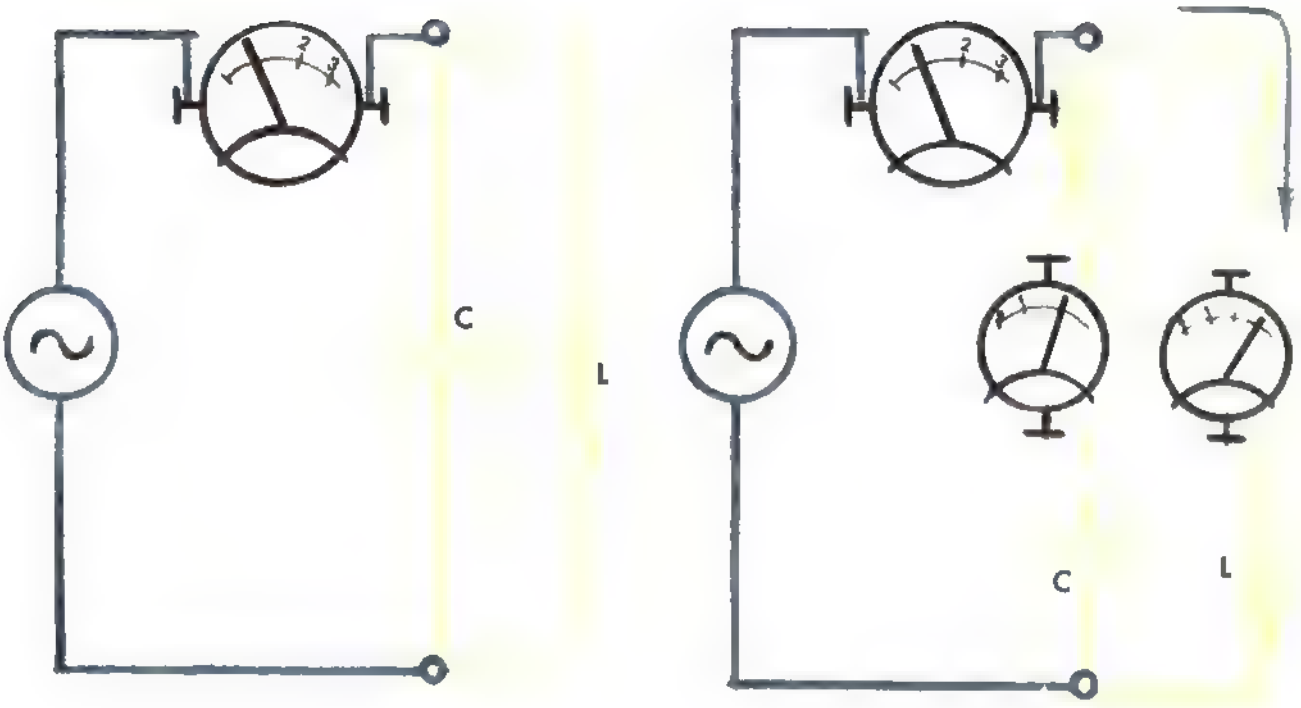


A un generador de corriente alterna le conectamos una autoinducción y con un amperímetro capaz de medir 3 A a fondo de escala, medimos la intensidad que resulta ser de 2 A. Con el mismo amperímetro comprobamos la intensidad del circuito, cuando en vez de la autoinducción es un condensador lo que conexionamos al generador de c.a. Digamos que es de 3 A.

Advierta que estamos suponiendo que estas mediciones las efectuamos con un instrumento que no puede apreciar intensidades superiores a los 3 A.

Le sugerimos ahora que asocie en paralelo la inductancia y el condensador y que, con el mismo instrumento mida la intensidad que en tales condiciones nos suministra el generador. Usted, lógicamente, pensará que le pedimos un imposible, puesto que el amperímetro sólo nos da 3 A a fondo de escala y, en cambio, la inductancia consume 2 A y la capacidad nos consume tres.

Sin embargo, no hace ninguna falta agenciarse un amperímetro capaz de medir hasta 5 A, que es lo que cabe esperar del consumo de 2 A por parte de la inductancia y de los 3 A por parte del condensador. Vea, lo que realmente ocurre en la figura siguiente.



Si hace la prueba comprobará que el amperímetro no indica más que 1 A. Es decir: una intensidad menor que la que circulaba por cada uno de los dos elementos (inductancia y condensador) por separado. Sin embargo, si comprueba con dos amperímetros más el consumo de los dos elementos, verá que sigue siendo de 2A y 3A.

¿Cómo podemos explicarnos un resultado aparentemente tan paradógico?

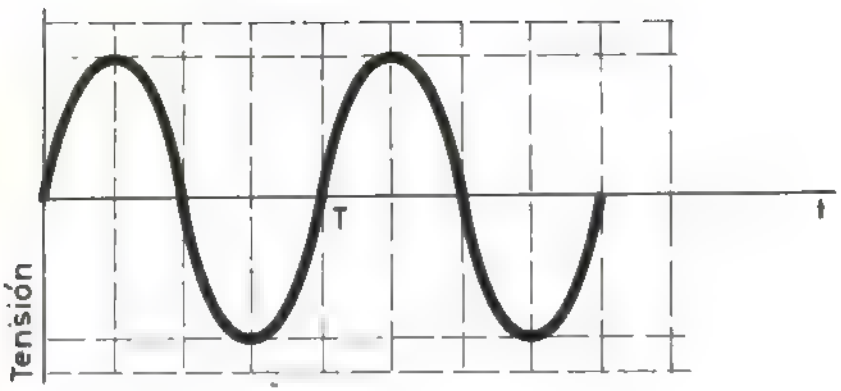
Empiece por observar que la intensidad total es precisamente la diferencia entre las intensidades consumidas por el condensador y la inductancia y no la suma, como cabía esperar.

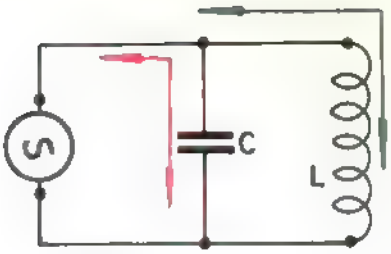
Comprenda que debe ser así puesto que LA TENSIÓN APLICADA A LOS DOS ELEMENTOS ES LA MISMA Y RESPECTO DE ELLA LA INTENSIDAD DEL CONDENSADOR VA ADELANTADA 1/4 DE PERÍODO MIENTRAS QUE LA INTENSIDAD DE LA INDUCTANCIA VA RETRASADA TAMBIÉN 1/4 DE PERÍODO.

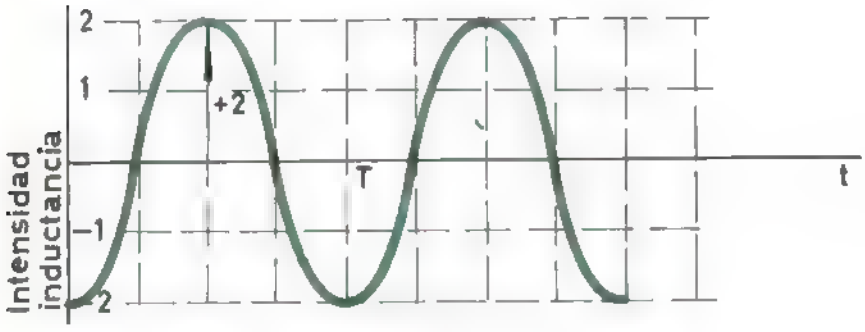
Resulta, pues, que las dos intensidades están en oposición de fase y al circular simultáneamente por los conductores que proceden del generador, es evidente que se restarán, dando, en el caso que hemos propuesto como ejemplo un resultado de 1 A aparentemente paradójico. Vea en la página siguiente la representación gráfica de lo que acabamos de decir.

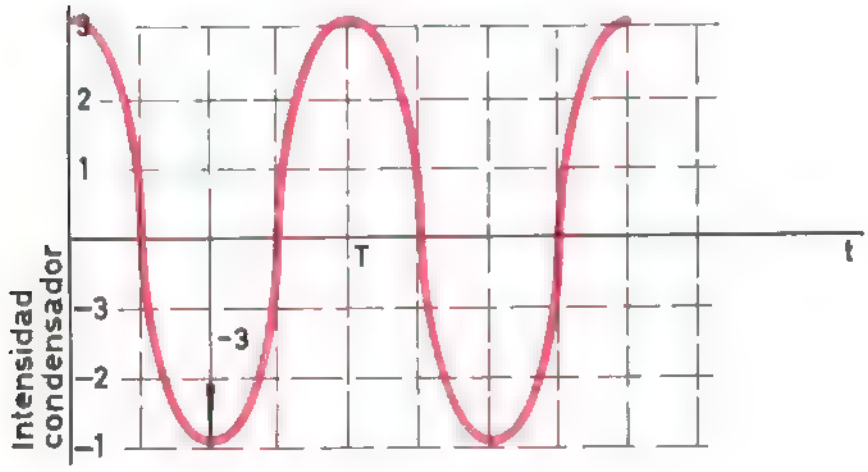
En el gráfico se observa que la intensidad resultante está en fase con la del condensador; es decir: la intensidad total va adelantada 1/4 T respecto de la tensión. Ocurre, pues, que la bobina y el condensador se comportan como si el conjunto fuese un condensador.

Este es el caso que representa nuestro gráfico, pero, obsérvelo, la preponderancia del efecto capacitivo se debe a que la intensidad a través del condensador es superior a la intensidad a través de la bobina; en caso contrario, predominaría el efecto inductivo y el conjunto bobina-condensador, se comportaría como una inductancia.









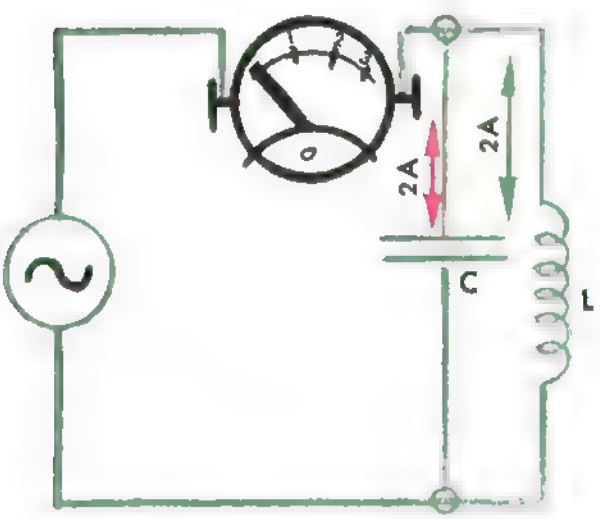
Sumando punto por punto los valores instantáneos de la intensidad en L y los de la intensidad en C obtenemos la intensidad total. Observe que la intensidad resultante va adelantada 1/4 de T respecto de la tensión, debido a que, en nuestro ejemplo, la intensidad en C es la mayor.

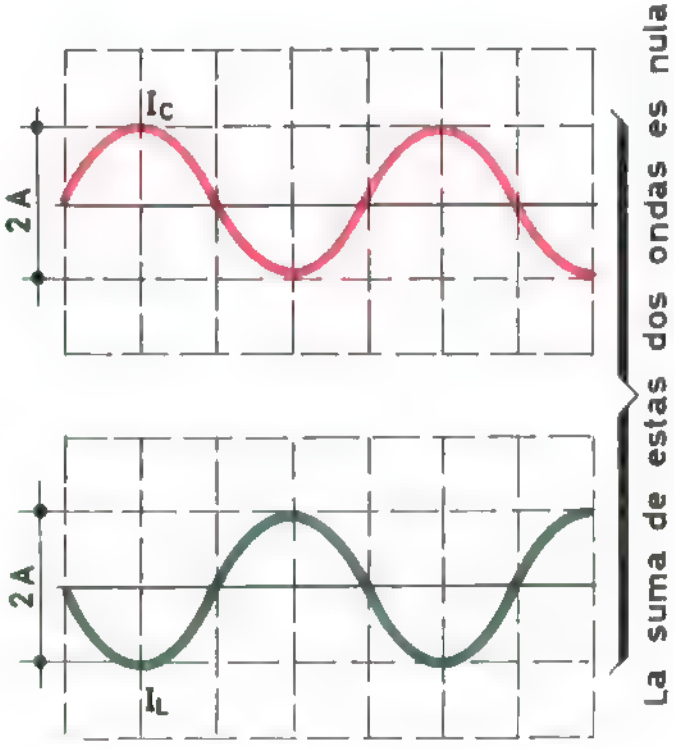
RESONANCIA

Del apartado anterior, sacamos en consecuencia que por los conductores unidos al generador circula una intensidad igual a la diferencia entre las intensidades a través de C y L. Luego, es evidente que en el momento en que I_c e I_L sean iguales (su diferencia será nula) la intensidad que nos suministre el generador será igual a cero; se anulará.

Esta circunstancia puede darse por diversas razones: puede ser que haya disminuido la capacidad del condensador, bajando con ello el valor de la intensidad que por él circula hasta igualarse con la intensidad en L. Puede ser también que se haya elegido una inductancia más pequeña con lo cual aumentará su intensidad que puede igualarse con la del condensador. Puede ser, en fin, que haya variado la frecuencia del generador en cuyo caso aumenta I_c y disminuye I_L.

Pero, cualquiera que sea la forma en que se haya conseguido la igualdad entre las dos intensidades, el resultado es siempre el mismo: se anula la intensidad total. Cuando se da esta circunstancia, SE DICE QUE EL CIRCUITO HA ENTRADO EN RESONANCIA.





Cuando la intensidad en L es igual a la intensidad en C el circuito está en resonancia. La intensidad total es nula.

Si la resonancia tiene lugar cuando se igualan las intensidades a través del condensador y de la bobina, resulta evidente que el cumplimiento de esta condición sólo se dará cuando la reactancia capacitiva, sea igual a la reactancia inductiva. Es decir: la condición de resonancia indispensable es:

$$X_C = X_L$$

o, lo que que es lo mismo,

$$\frac{1}{2\ \pi\ f\ .\ C} = 2\ \pi\ f\ .\ L$$

De esta igualdad sacamos conclusiones muy importantes:

La frecuencia para la cual resonará un circuito del que conocemos L y C. La fórmula será:

$$f = \frac{1}{2\ \pi\ \sqrt{L\ .\ C}}$$

La capacidad que debe ponerse en paralelo con una autoinducción L de valor conocido para que resuene a una frecuencia f.

$$C = \frac{1}{4\ \pi^2\ .\ f^2\ .\ L}$$

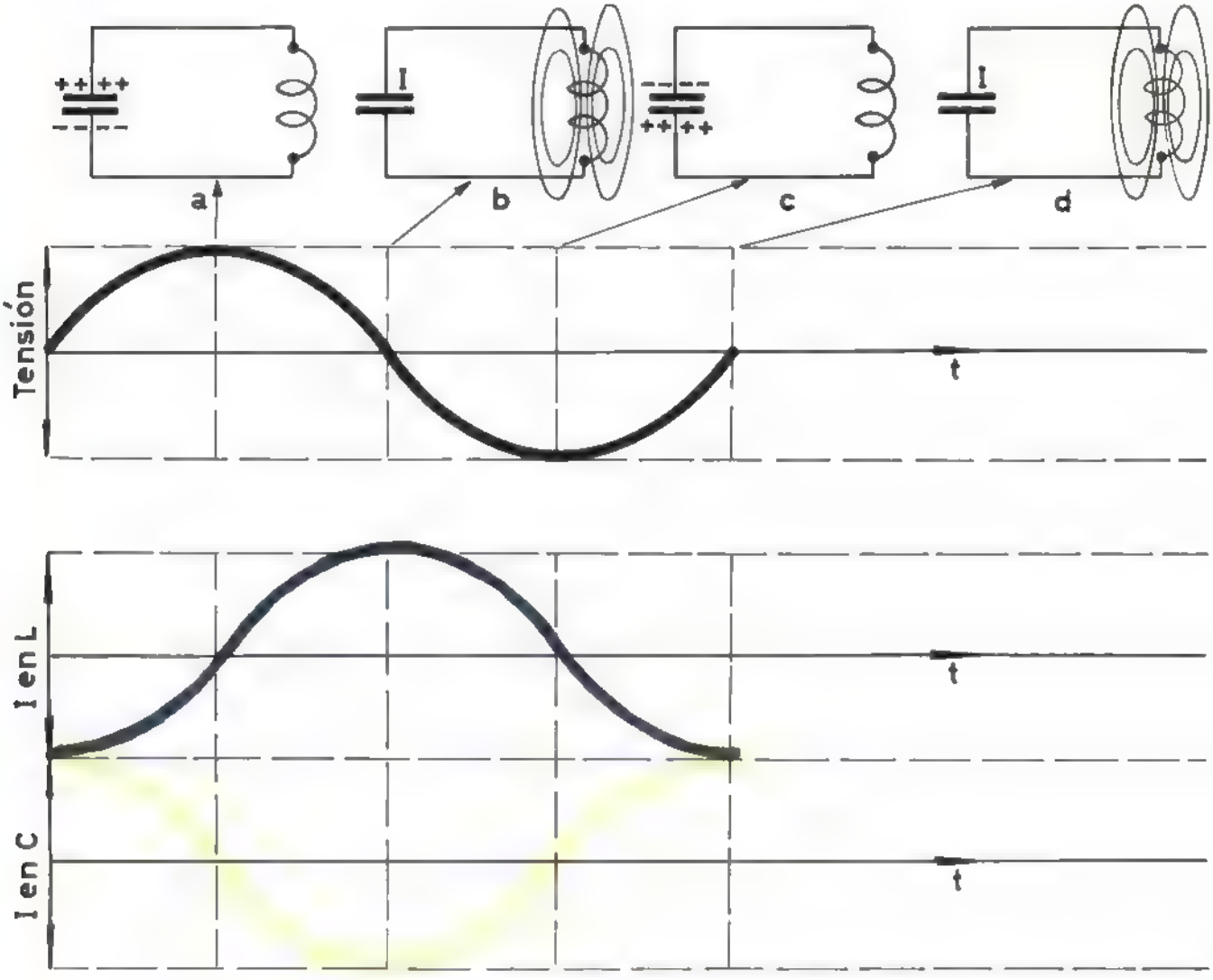
Por último, la autoinducción que debe utilizarse para conseguir la resonancia con un condensador de capacidad C a una frecuencia f.

$$L = \frac{1}{4\ \pi^2\ f^2\ .\ C}$$

Cabe preguntarse cómo puede ser que circulando una corriente por el condensador y por la inductancia resulte que el generador no la suministra. Digámoslo al revés: ¿cómo es posible que con un generador que no suministra corriente tengamos una intensidad en la inductancia y otra intensidad igual en el condensador?

La respuesta al aparente contrasentido está, sencillamente en el hecho de que entre el condensador y la bobina la intensidad circula en un circuito cerrado.

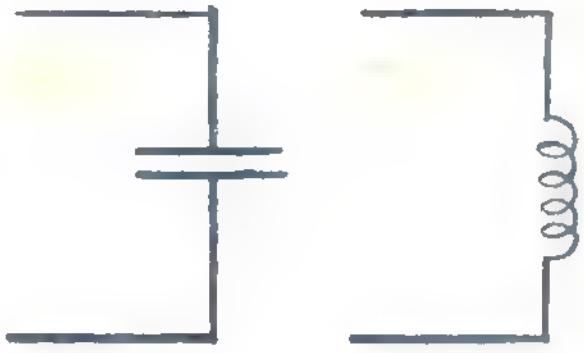
Vea los gráficos que siguen que en ellos pretendemos dar cumplida explicación a este curioso fenómeno.



Partiendo del instante en que la tensión es máxima positiva observamos que el condensador tiene su máxima carga (instante a). El condensador se descarga sobre la inductancia creando en ella un campo magnético que alcanza su máximo valor cuando el condensador agota su carga (instante b). El campo magnético tiende a desaparecer a partir del instante en que es máximo, con lo cual aparece en los extremos de la bobina una d.d.p. que da origen a la corriente capaz de cargar el condensador con polaridad contraria a la anterior. El momento c representa el instante en que el campo ha desaparecido totalmente gracias a lo cual la carga del condensador (en consecuencia la d.d.p.) es máxima pero de polaridad contraria a la de origen. A partir de este momento empieza la corriente de descarga del condensador que será de sentido contrario como lo será el campo magnético que creará en la bobina y que será máximo cuando el condensador agote su carga (instante d). A partir de aquí el ciclo se repite constantemente.

Para no apartarnos de los supuestos en que se apoyan los diagramas anteriores vamos a suponer que la intensidad es positiva cuando la corriente *va* hacia el condensador o la bobina por su borne superior y que es negativa cuando *viene* de ellos por este mismo borne.

En estos casos diremos que la intensidad es positiva.

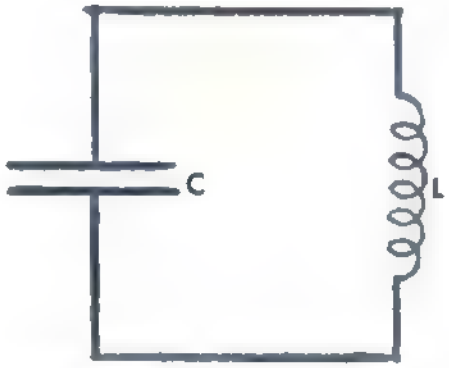


En estos casos la intensidad será negativa.

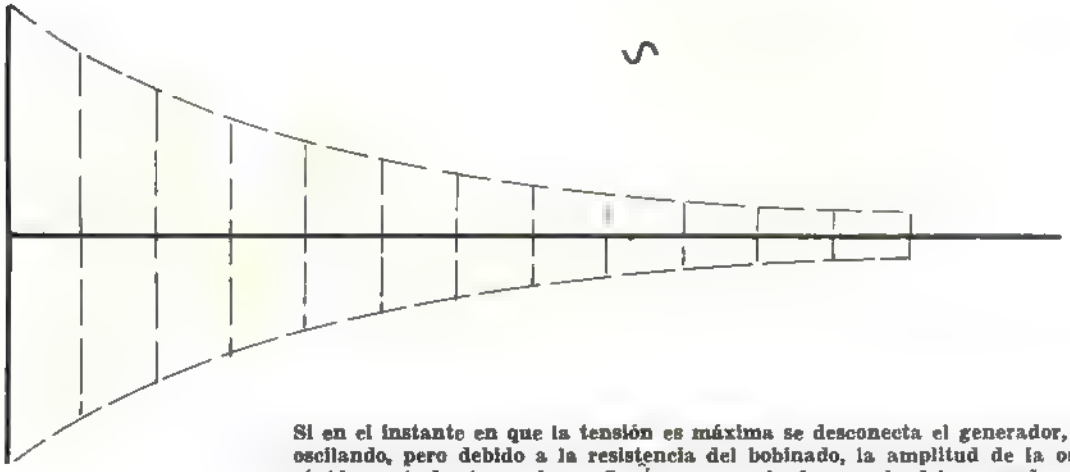
De acuerdo con estos supuestos cuando la corriente *vaya* desde el condensador hacia la bobina, la intensidad será negativa para el condensador y positiva para la bobina. Cuando la corriente circule al revés, se invertirán las polaridades; la intensidad será negativa para la bobina y positiva para el condensador.

De lo expuesto se deduce que, en teoría, podían suprimirse los conductores que unen el condensador y la inductancia con el generador sin que por ello deje de circular una corriente entre los dos componentes. Debe ser así, puesto que por los conductores que salen del generador no pasa ninguna corriente.

Esto ocurrirá, *en teoría;* ya lo hemos dicho.



La corriente viene del condensador y va hacia la bobina. La intensidad debe considerarse negativa para C y positiva para L.



Si en el instante en que la tensión es máxima se desconecta el generador, el circuito sigue oscilando, pero debido a la resistencia del bobinado, la amplitud de la oscilación decrece rápidamente hasta anularse. Se supone que la frecuencia del generador es igual a la de resonancia.

Pero, en la práctica, PARA CONSEGUIR QUE ENTRE CONDENSADOR Y BOBINA CIRCULE UNA CORRIENTE ININTERRUMPIDA, SERÍA NECESARIO CONTAR CON UNA INDUCTANCIA PURA, O SEA, SIN RESISTENCIA ÓHMICA.

Tal condición es imposible de conseguir por lo cual sucede que al suprimir la conexión con el generador, el funcionamiento del circuito cesa al poco tiempo.

Debido a la misma circunstancia (la inductancia tiene una cierta resistencia óhmica) la corriente que proporciona el generador tampoco llega a anularse totalmente cuando el circuito entra en resonancia. Lo que en realidad ocurre es que dicha corriente alcanza un valor mínimo. Recuerde que algo de eso se dijo en la lección sexta cuando se habló de la aplicación del circuito resonante como selector.

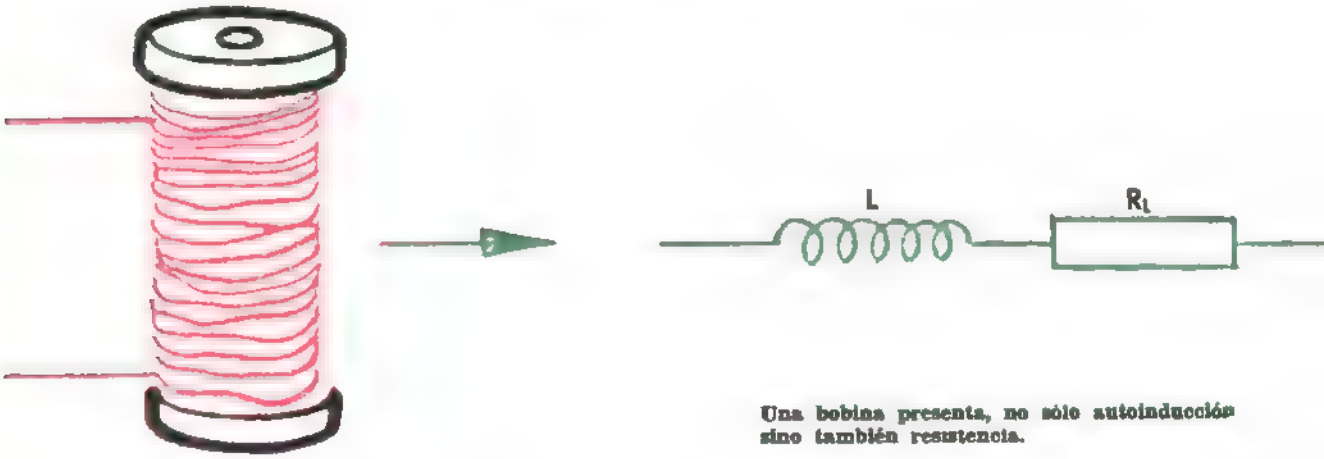
Deberemos profundizar un poco más en la influencia de la resistencia en el funcionamiento del circuito formado por un condensador y una bobina, circuito que se conoce con el nombre de *circuito oscilante*.

Pero antes, conviene analizar lo que ocurre cuando una inductancia y un condensador se conectan en serie. También en este caso suceden *cosas* curiosas.

CONDENSADOR E INDUCTANCIA EN SERIE

Hemos dicho (y la lógica más elemental lo corrabora) que es imposible construir una bobina sin resistencia óhmica. Toda bobina, además de ofrecer una cierta autoinducción, presenta más o menos resistencia.

Esta verdad debe tenerse en cuenta y de ahora en adelante, siempre que nos interese poner de manifiesto esta circunstancia, el símbolo de una bobina será un conjunto de espiras, en serie con una resistencia. Las primeras simbolizan la autoinducción de la bobina y la segunda la resistencia del conductor.



Una bobina presenta, no sólo autoinducción sino también resistencia.

Analicemos ahora lo que ocurre cuando a un generador de c.a. le conectamos una bobina y un condensador en serie. En el esquema (pág siguiente) aparecerán una capacidad, una inductancia y una resistencia R que puede simbolizar, no sólo la debida a la bobina sino cualquier otra resistencia intercalada en serie en el circuito.

Vamos a suponer que los valores de la capacidad de la autoinducción y de la frecuencia son tales que se cumple que $X_C = X_L$.

Dado que todos los elementos están en serie, la intensidad en todos ellos será la misma en cada instante y puesto que suponemos iguales la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva, *la tensión en los extremos de C y en los extremos de L tendrá la misma amplitud.*

Pero, que las tensiones entre 1 y 2 y entre 2 y 3, sean iguales en amplitud, no quiere decir que sean iguales en el mismo instante. En efecto: LAS TENSIONES EN LA BOBINA Y EN EL CONDENSADOR, ESTÁN EN OPOSICIÓN DE FASE.

Debe ser así y no de otra manera por cuanto, según hemos dicho, en la autoinducción la intensidad va atrasada 1/4 T respecto de la tensión, lo que equivale a decir que *la tensión va adelantada 1/4 T respecto de la intensidad.*

De forma análoga, podemos decir que, *en un condensador la tensión va atrasada 1/4 T respecto de la intensidad.*

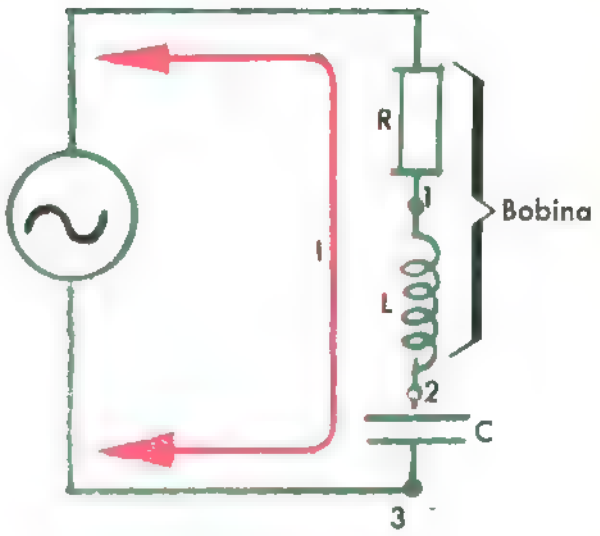
¿Qué ocurrirá en el circuito?... Las tensiones del condensador y de la autoinducción van la una adelantada y la otra atrasada en 1/4 de período respecto de la intensidad que es común a todo el circuito. Por tanto, ambas tensiones presentan entre sí una diferencia de fase igual a medio período, lo cual equivale a decir que están en opo-

sición de fase, la una respecto a la otra.

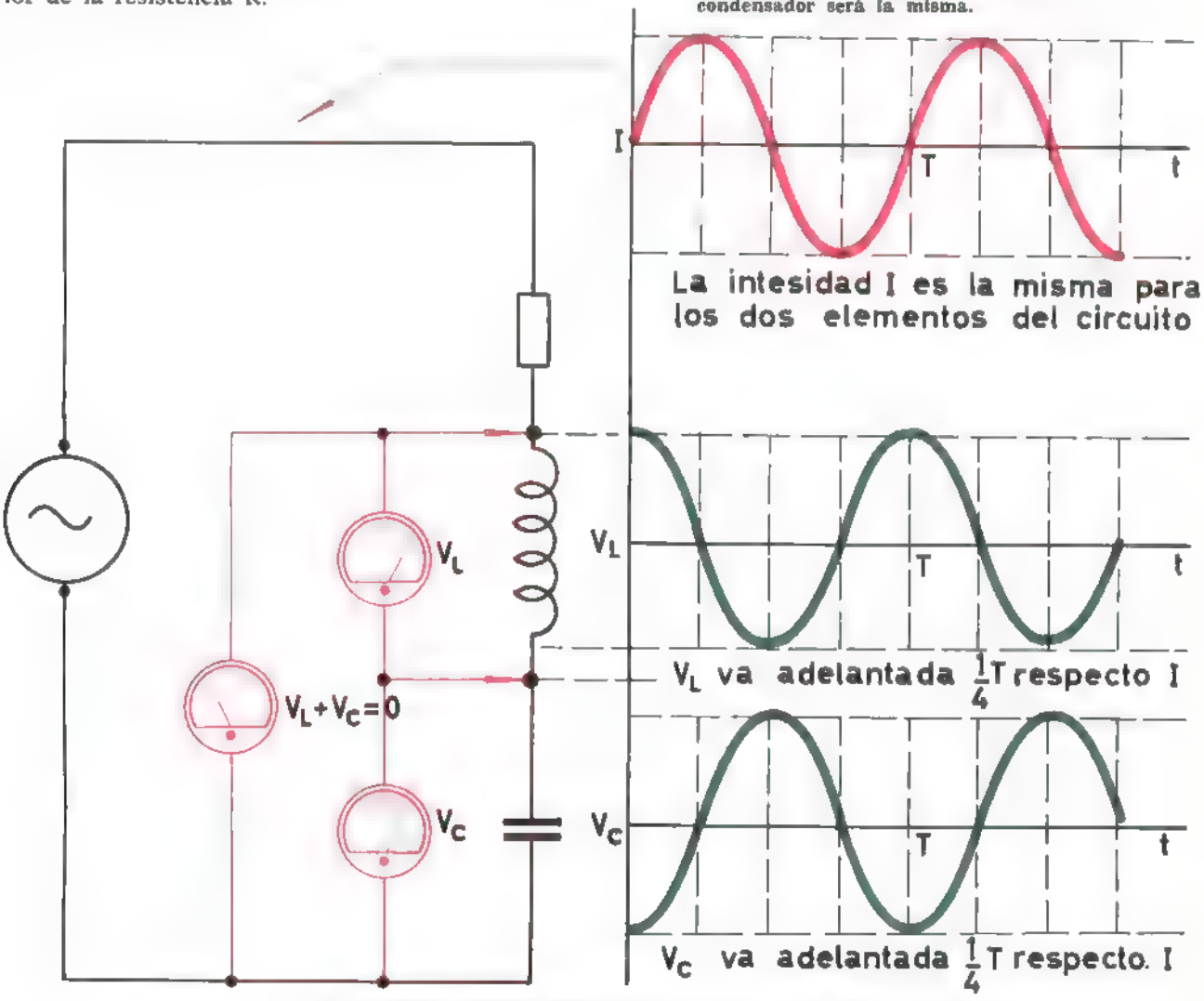
Hemos partido del supuesto de que $X_C = X_L$, en cuyo caso, la amplitud de las dos tensiones V_C y V_L resulta ser la misma. Luego, entre los 1 y 3 la tensión debe ser nula por cuanto su valor será la diferencia $X_C - X_L$ iguales en amplitud pero en oposición de fase.

Resumiendo:

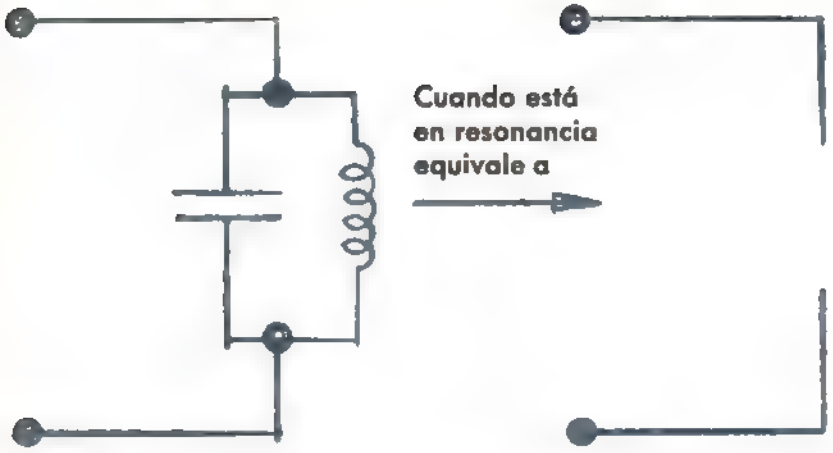
Cuando se da circunstancia de ser $X_C = X_L$, la asociación en serie de C y L se comporta como si fuese un conductor sin resistencia; es decir: equivale prácticamente a un cortocircuito ya que, cualquiera que sea la intensidad de la corriente que atraviesa este grupo, no da origen a d.d.p. alguna. En cambio, es evidente que tanto en el condensador como en la autoinducción sí que hay una tensión; la que nos da el producto $X_L \times I$ o el producto $X_C \times I$. Resulta, pues, que la intensidad viene limitada únicamente por el valor de la resistencia R.



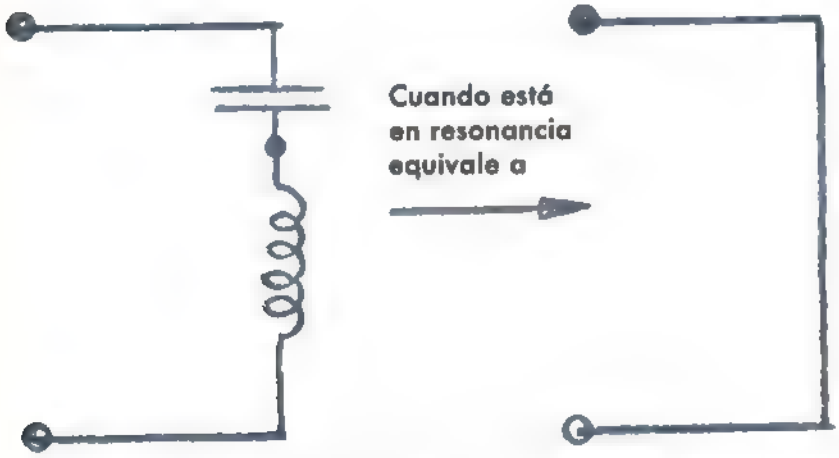
La intensidad a través de la bobina y del condensador será la misma.



En un circuito resonante-serie la suma de las tensiones V_L y V_C es nula, cuando la frecuencia de la corriente es tal que $X_L = X_C$



Un grupo L-C en paralelo equivale (en resonancia) a un conductor de R=∞.



Un grupo L-C en serie equivale (en resonancia) a un conductor de R=0.

Es obvio decir que en el caso de no existir igualdad entre los valores de X_L y de X_C las tensiones V_L y V_C tampoco serán iguales, con lo cual su diferencia dejará de ser igual a cero.

En este circuito se da pues, un fenómeno que también recibe el nombre de resonancia ($X_C = X_L$) cuyos resultados son directamente opuestos a los que se dan en el circuito resonante-paralelo.

En efecto: UN GRUPO L-C EN PARALELO EQUIVALE A UN CONDUCTOR DE RESISTENCIA INFINITA CUANDO DICHO CRUPO L-C ESTÁ EN RESONANCIA.

Un grupo L-C en serie y para las corrientes cuya frecuencia coincide con la de resonancia, representa un cortocircuito.

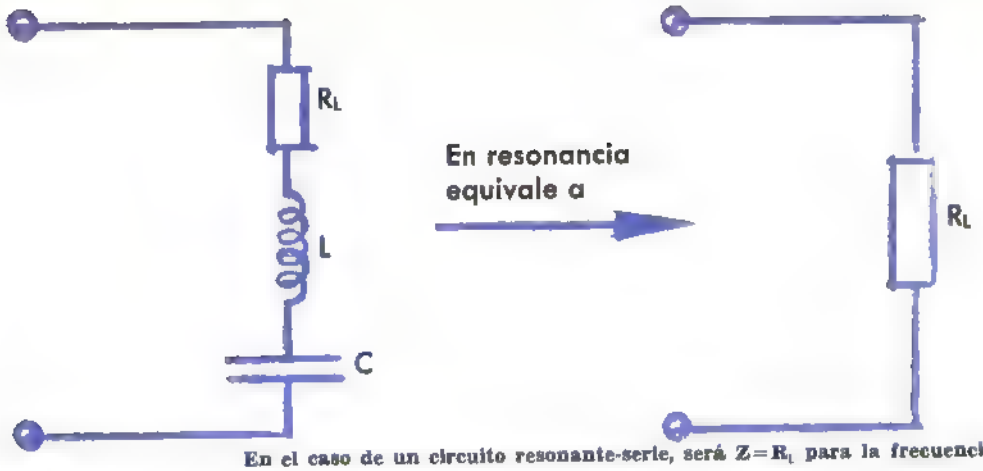
Algunas veces, para distinguir los fenómenos debidos a un grupo L-C paralelo y a un grupo L-C serie, se denomina *antiresonancia* al fenómeno de resonancia en paralelo, reservando el nombre general de resonancia para la resonancia serie.

La impedancia no es otra cosa que la oposición que un circuito con capacidad y autoinducción (además de resistencia) opone al paso de la corriente alterna.

Observe que decimos que la impedancia es la oposición total del circuito al paso de la c.a. o sea que, para hablar de impedancia, deberemos tratar de un circuito en el cual existan por lo menos dos de los factores citados: capacidad y autoinducción, capacidad y resistencia, autoinducción y resistencia o bien las tres magnitudes a la vez.

La impedancia de un circuito varía con la frecuencia de la corriente y de ahí que se diga que LA IMPEDANCIA DE UN CIRCUITO RESONANTE-PARALELO ES MÁXIMA PARA LA FRECUENCIA DE RESONANCIA Y QUE LA IMPEDANCIA DE UN CIRCUITO RESONANTE-SERIE ES MÍNIMA PARA LA FRECUENCIA DE RESONANCIA.

Concretamente: el valor mínimo de la impedancia en el circuito resonante-serie, es el valor de la resistencia óhmica que en él podamos considerar. La impedancia de un circuito, se mide en ohmios (puesto que de una oposición a la corriente se trata) y se simboliza por la letra Z.



En el caso de un circuito resonante-serie, será $Z = R_L$ para la frecuencia de resonancia.

En el circuito resonante-paralelo, las cosas se complican un poco más cuando no podemos despreciar el valor de la resistencia óhmica de la bobina.

En este caso, lo que realmente ocurre es que el condensador no queda conexionado en paralelo con unas espiras que representarían una autoinducción pura, sino que dicho condensador queda conexionado en paralelo con una asociación en serie de resistencia y autoinducción.

Esto lleva consecuencias que no pueden ignorarse.

La primera (según se demuestra con cálculos matemáticos que escapan al nivel de este tratado) es que la frecuencia de resonancia no es ya exactamente la fórmula conocida,

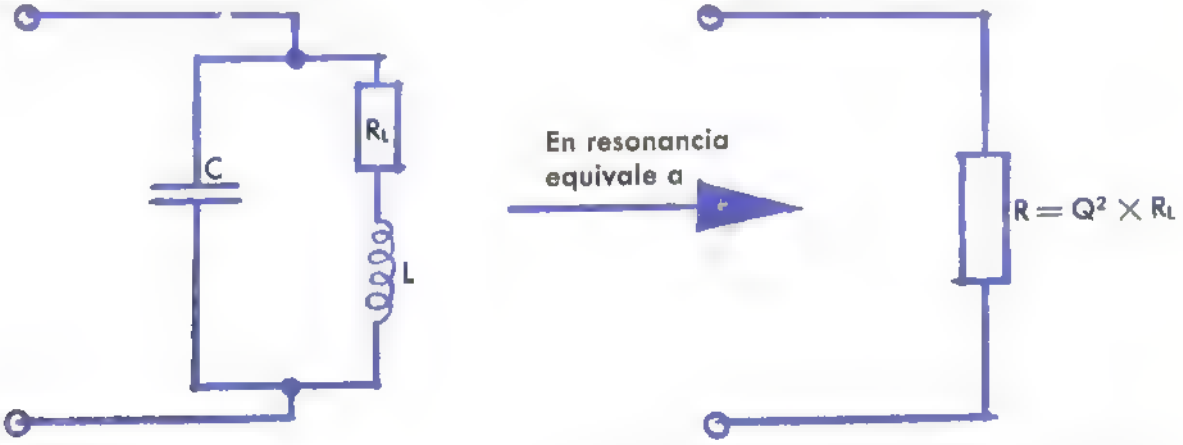
$$f_0 = \frac{1}{2\ \pi\ \sqrt{L \cdot C}}$$

sino que es algo menor.

Sin embargo, cuando la resistencia de la bobina no es muy grande, la diferencia entre la frecuencia real de resonancia y la frecuencia calculada, puede despreciarse y aceptar por buena la fórmula que conocemos.

La segunda consecuencia, más grave que la primera, es que, a la frecuencia de resonancia, la impedancia del circuito no es infinita como en el supuesto teórico de una ausencia total de resistencia óhmica, sino que viene dada por la siguiente fórmula:

$$Z_r = \frac{4\ \pi^2\ f_0^2\ L^2}{R_L}$$



En esta fórmula, es:

Z_r = impedancia a la frecuencia de resonancia
f_0 = frecuencia de resonancia
L = autoinducción de la bobina
R_L = resistencia de la bobina

Es evidente que el valor de Z_r, aumenta al disminuir R_L (denominador de la fracción) y disminuye para valores de R_L cada vez más elevados.

También es conveniente saber que la expresión

$$\frac{2\ \pi\ f_0\ L}{R}$$

suele denominarse *factor de calidad de la bobina a la frecuencia de resonancia*, o simplemente FACTOR DE CALIDAD. Se representa por la letra Q.

$$Q = \frac{2\ \pi\ f_0\ L}{R}$$

Aunque no somos muy aficionados a ello, hagamos esta vez un pequeño *juego* matemático.

Multipliquemos la expresión que nos da la impedancia máxima de un circuito resonante serie por R_L/R_L, lo que equivale a multiplicar por 1, tendremos:

$$Z = \frac{4\ \pi^2\ f_0^2\ L^2}{R_L} \times \frac{R}{R_L} = \frac{4\ \pi^2\ f_0^2\ L^2}{R_L^2} \times R_L$$

Observe ahora:

$$Q^2 = \left(\frac{2\ \pi\ f_0\ L}{R_L}\right)^2 = \frac{4\ \pi^2\ f_0^2\ L^2}{R_L^2}$$

Es decir: LA IMPEDANCIA Z_r ES IGUAL AL FACTOR DE CALIDAD DE LA BOBINA ELEVADA AL CUADRADO MULTIPLICADO POR EL VALOR DE SU RESISTENCIA ÓHMICA:

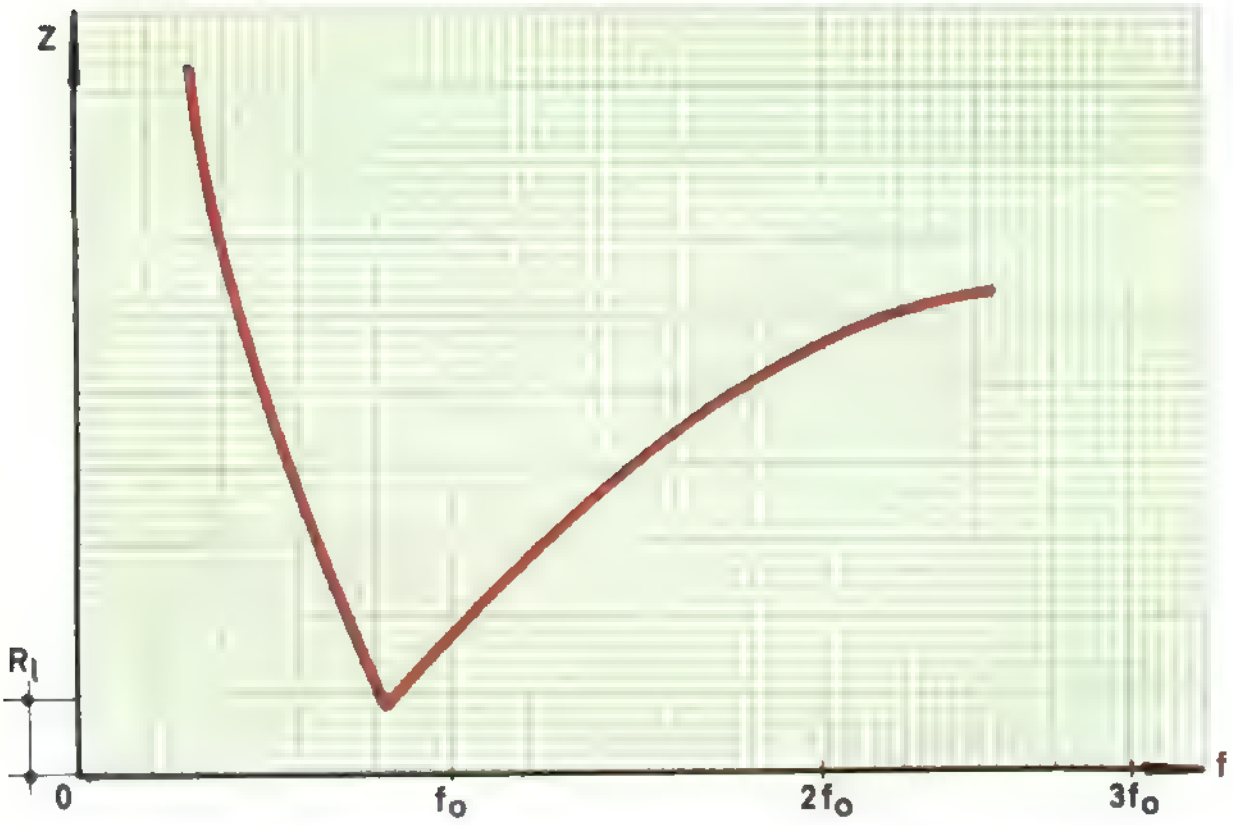
$$Z_r = Q^2 \times R_l$$

CURVAS DE RESONANCIA

Conocer la impedancia máxima o mínima de un circuito resonante tiene importancia, pero la verdad es que tiene tanta o más importancia saber la forma en que varía dicha impedancia al variar la frecuencia a uno y otro lado de la frecuencia de resonancia.

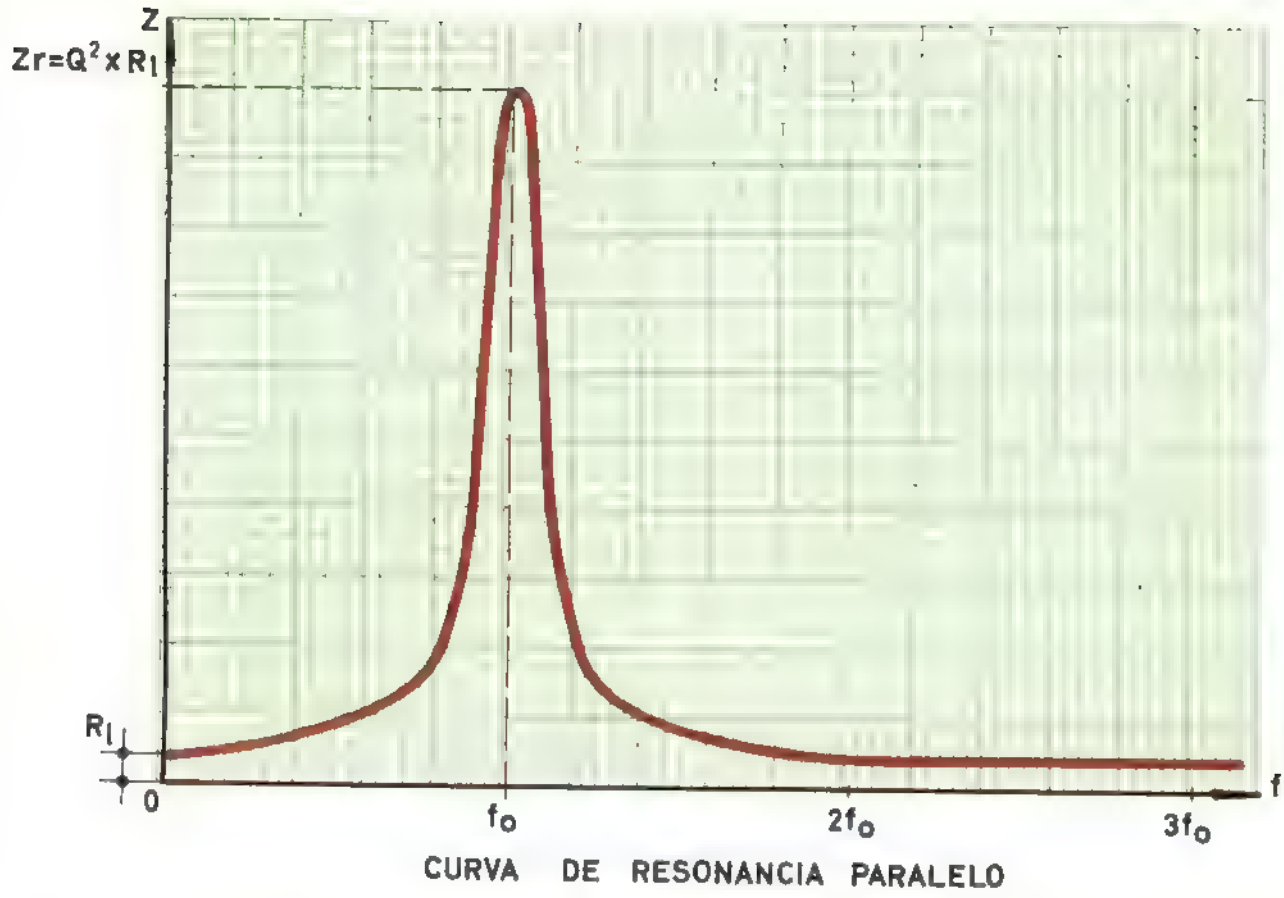
Para poner de manifiesto de una forma gráfica estas variaciones, puede trazarse una curva que se obtiene indicando los valores de las frecuencias consideradas en el eje de abcisas (eje horizontal) de un sistema coordenada y el de las distintas impedancias obtenidas en el eje de ordenadas (eje vertical).

Vea el aspecto genérico de estas curvas, según se trate de una resonancia-serie o de una resonancia-paralelo.



CURVA DE RESONANCIA SERIE

Curva de resonancia serie.

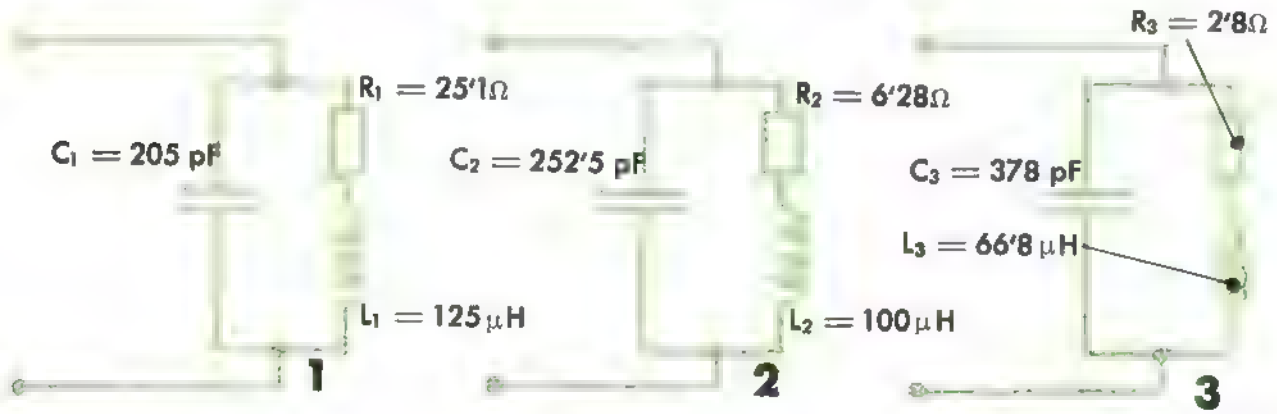


Curva de resonancia paralelo.

Observe que para las corrientes de frecuencia cero (corrientes continuas) la impedancia del circuito paralelo queda reducida a la resistencia del conductor que forma la bobina. En cambio, cuando este mismo circuito entra en resonancia (la frecuencia es f_o) la impedancia es mucho mayor. Observe también que las impedancias se han señalado con distinta escala en uno y otro caso.

INFLUENCIA DEL FACTOR "Q" EN LA SELECTIVIDAD

Deseamos poner de manifiesto la influencia que Q puede tener en el aspecto de la curva de resonancia y para ello vamos a considerar la que corresponde a tres circuitos-paralelos cuyos valores C, L y R son los que indicamos en los tres esquemas correspondientes:



Si aplicamos la fórmula de la frecuencia de resonancia de acuerdo con los valores establecidos en cada uno de los tres circuitos, comprobaremos que en todos ellos se cumple:

$$f_0 = \frac{1}{2\ \pi\ \sqrt{L \cdot C}} = 1\ \text{Mc/s}$$

Es decir: la frecuencia de resonancia es la misma para los tres circuitos resonantes 1, 2 y 3.

Más aún; de acuerdo con la fórmula

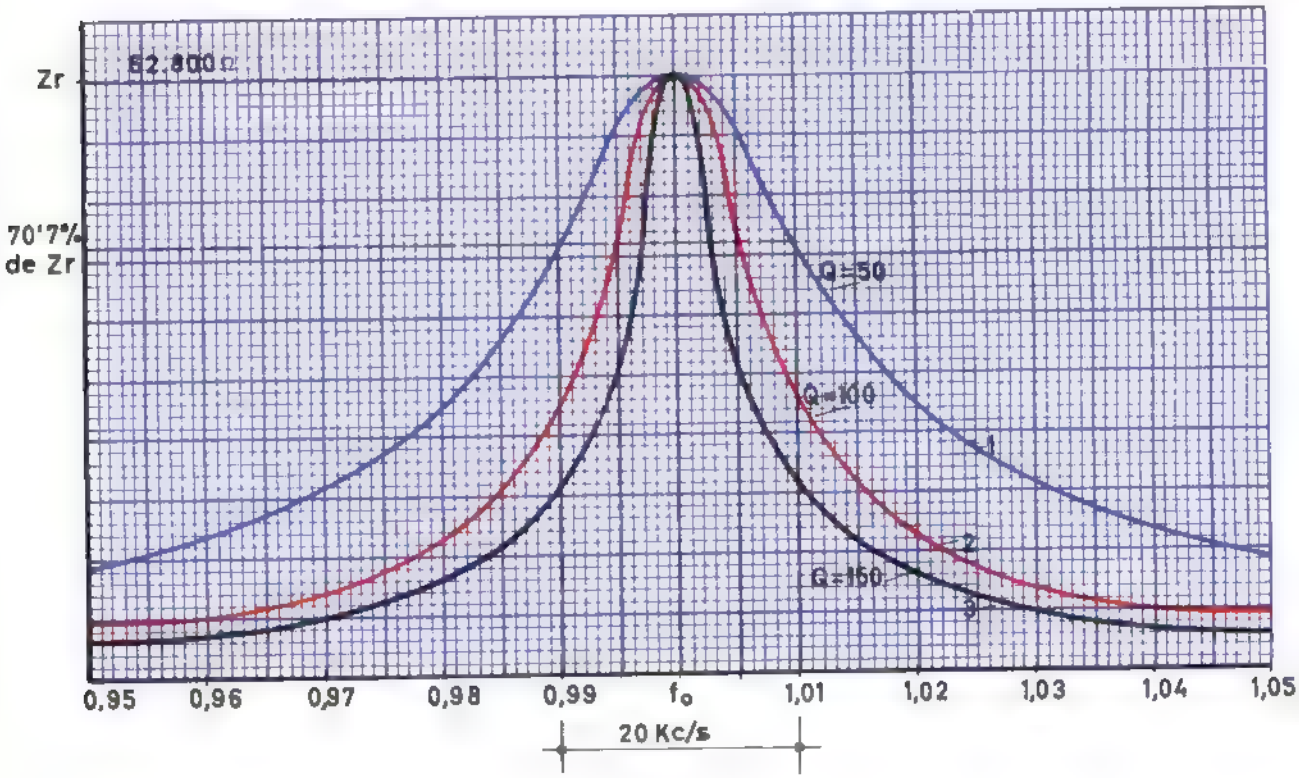
$$Z_r = \frac{4\ \pi^2\ f_0^2\ L^2}{R}$$

podremos comprobar que también la impedancia máxima es la misma para todos ellos.

$$Z_r = 62.800\ \Omega$$

Estos hechos pueden constatarse en el gráfico donde aparecen las curvas de resonancia correspondientes a los tres circuitos. Las tres curvas tienen un solo punto común: aquel que corresponde a la frecuencia de resonancia y a la impedancia máxima. Por lo demás las tres curvas son distintas, distinguiéndose, sobre todo por su forma más o menos puntiaguda.

La curva exterior corresponde al circuito 1; las interiores corresponden a los circuitos 2 y 3 respectivamente.



La curva de resonancia correspondiente al circuito 3 es la de forma más puntiaguda.

Y, observe, por lo que sigue, que la menor o mayor agudeza de la curva de resonancia, depende del factor de calidad (Q) de la bobina.

De acuerdo con la fórmula conocida,

$$Q = \frac{2\ \pi\ f_0\ L}{R}$$

podemos comprobar, efectuando las operaciones que en ella se indican, que el factor Q del circuito 1 es Q = 50.

Para el circuito 2 es Q = 100

Para el circuito 3 es Q = 150

Resulta, pues, que a un factor de calidad mayor, corresponde una curva de resonancia más aguda y viceversa: cuanto más bajo es el factor Q, menos aguda es la curva de resonancia. El primer caso (curva de resonancia aguda) redunda en beneficio de la selectividad.

En efecto: es evidente que cualquier frecuencia que no sea la de resonancia quedará tanto más atenuada cuanto más estrecha sea la curva correspondiente.

Para dar idea de la mayor o menor agudeza de una curva de resonancia se emplea el concepto de ANCHO DE BANDA.

EL ANCHO DE BANDA no es otra cosa que la diferencia existente entre las frecuencias máxima y mínima para las que el circuito presenta una impedancia no inferior al 7'07 % del valor máximo Z_r.

Puntualicemos el concepto por medio de un caso concreto. Digamos que un circuito resonante cuya frecuencia de resonancia es f_0, presenta (para esta frecuencia) una impedancia máxima $Z_r = 10.000$.

Por encima de f_0, habrá una frecuencia para la cual la impedancia será el 70'7 % de Z_r y por debajo de f_0, habrá otra frecuencia para la cual también la impedancia será el 70'7 % de Z_r.

Determinemos el valor del 70'7 % de Z_r.

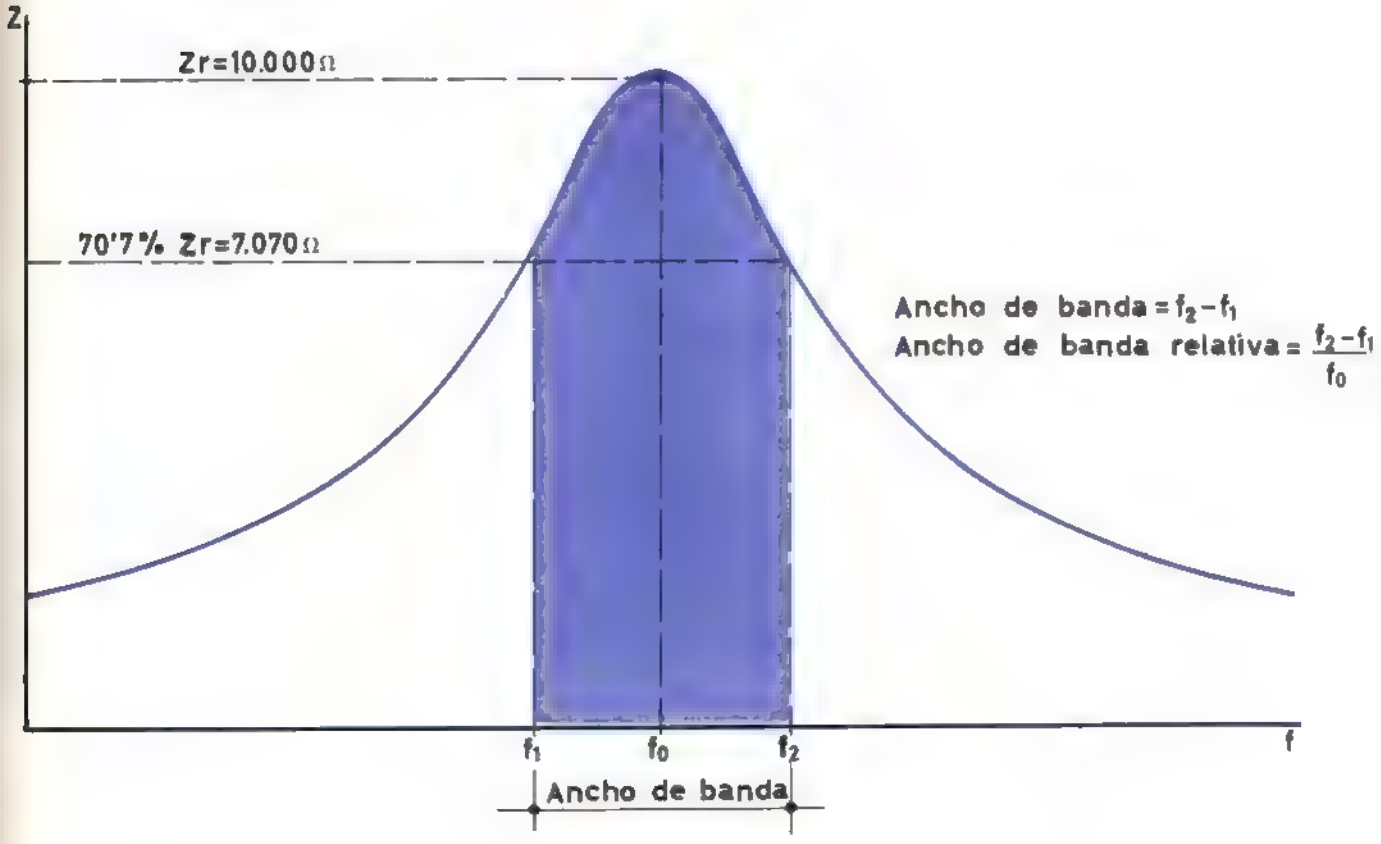
$$Z = \frac{10'7 \times 10000}{100} = \frac{707000}{100} = 7.070\ \Omega$$

Situando este valor sobre la gráfica de la curva de resonancia, determinemos las frecuencias f_1 y f_2 que limitan el ancho de banda.

Ancho de banda $= f_2 - f_1$

En ocasiones y en lugar del ancho de banda, se da *el ancho de banda relativo*, que es el cociente entre el ancho de banda y la frecuencia de resonancia.

$$\text{Ancho de banda relativo} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$



Cuanto mayor es el Q del circuito más pequeño es el ancho de banda relativo y por tanto mayor es la selectividad. Concretamente entre estas magnitudes existe una relación.

$$\text{Ancho de banda relativo} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{1}{Q}$$

A las frecuencias f_2 y f_1 se las llama frecuencias de corte del circuito y conociendo el Q y la frecuencia de resonancia se pueden calcular fácilmente ya que son simétricas respecto de la de resonancia.

He aquí un conjunto de fórmulas que puede resultar útil:

$$\text{Ancho de banda relativo} = \frac{1}{Q}$$

$$\text{Ancho de banda} = \frac{f_0}{Q}$$

Frecuencia de corte superior

$$f_2 = f_0 + \frac{1}{2}\,\frac{f_0}{Q} = f_0\,(1 + \frac{1}{2\,Q})$$

Frecuencia de corte inferior

$$f_1 = f_0 - \frac{1}{2}\,\frac{f_0}{Q} = f_0\,(1 - \frac{1}{2\,Q})$$

Calculemos todos estos valores, como ejemplo, para el circuito 1) de Q = 50.

$$\text{Ancho de banda relativo} = \frac{1}{50} = 0'02.$$

Ancho de banda = 1.000.000 × 0'02 = 20.000 c/s.

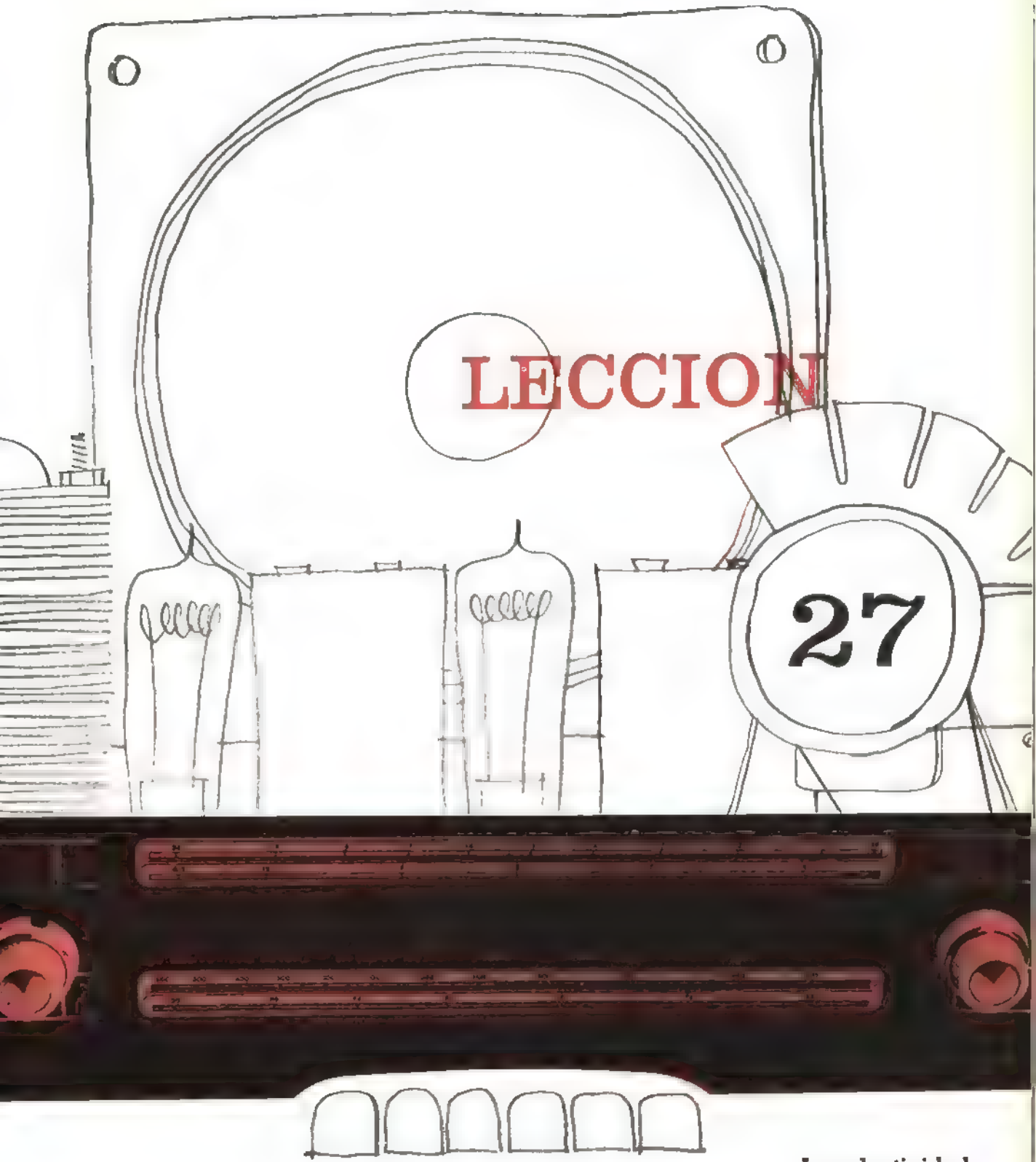
Frecuencia de corte inferior = f_2 = 1.000.000 (1 + 0'02) = 1.020.000 c/s.

Frecuencia de corte interior = f_1 = 1.000.000 (1 — 0'02) = 980.000 c/s.

Observe que en el gráfico, el eje de abcisas está marcado no con valores de la frecuencia f, sino con valores de cociente f/f_0 ya que así es más fácil calcular sobre el propio gráfico el ancho de banda relativo.

Compruebe usted sobre él que en efecto, ese ancho relativo viene dado por la diferencia de los valores f/f_0 = 1'01 y f/f_0 = 0'99.

1'01 — 0'99 = 0'02



LECCION 27

La selectividad

Amplificadores selectivos

El receptor de R.F. sintonizada

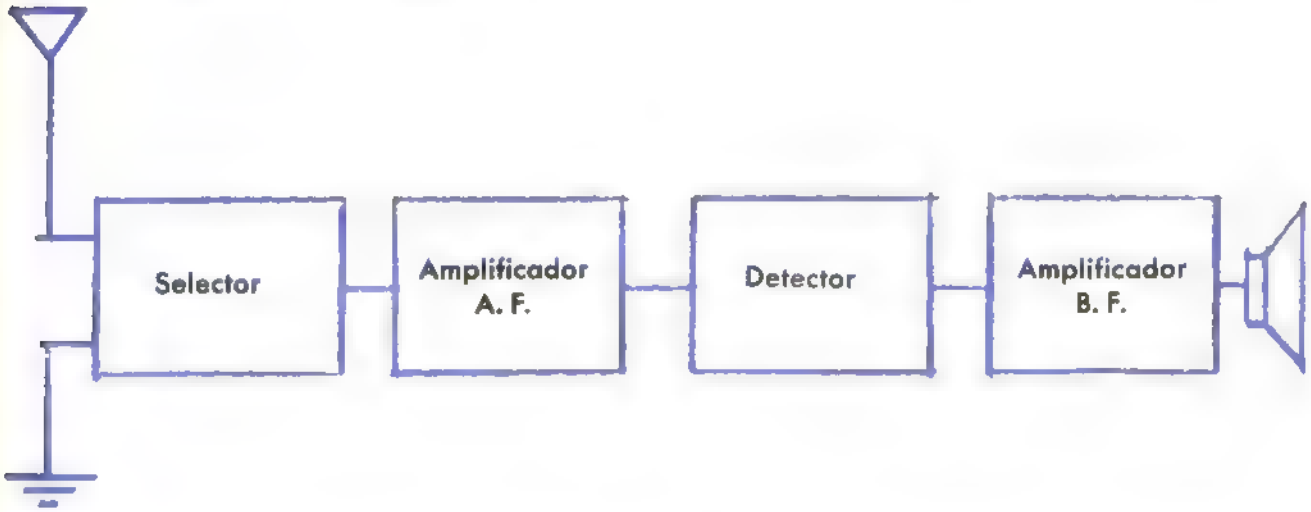
Amplificadores selectivos. Amplificadores de A. F. - Amplificadores selectivos en cascada. El receptor de radiofrecuencia sintonizada.

INTRODUCCION

En la lección 5, cuando por primera vez pretendíamos intimar con la radio, explicamos que las propiedades fundamentales de un receptor son tres: *sensibilidad*, *fidelidad* y *selectividad*. Además, dijimos que en todo buen receptor debíamos considerar como partes esenciales, aparte de la fuente de alimentación, el selector, amplificador o amplificadores de A.F., detector y amplificador de B.F.

Nada importante cabe escribir aquí respecto al funcionamiento del amplificador de B.F. que no se haya dicho ya en las lecciones anteriores. Así, por ejemplo, el amplificador estudiado en la lección 24 es muy adecuado para equipar un receptor superheterodino de alta calidad, aunque cabe decir, no obstante, que la mayoría de los receptores comerciales utilizan circuitos menos elaborados.

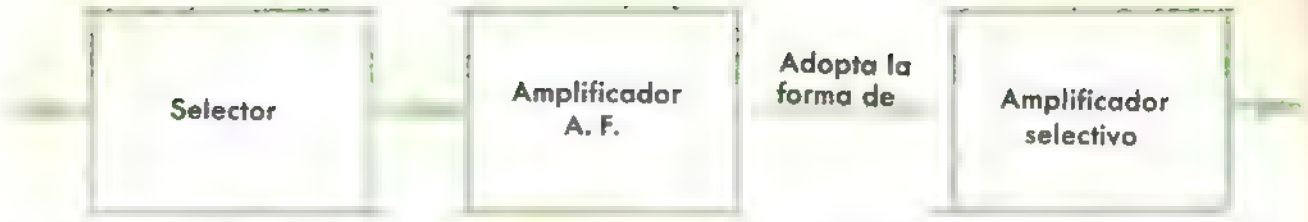
En cuanto al detector podemos utilizar cualquiera de los indicados en la lección 13. No obstante, de ordinario se emplea en los receptores superheterodinos un detector diodo, por ser éste de mayor fidelidad y ajustarse más al objetivo deseado.



El amplificador de B.F. y el detector contribuyen en gran manera a la *sensibilidad* y *fidelidad* del receptor. Podemos afirmar que esta contribución a la sensibilidad y a la fidelidad responde a la medida en que ambos dispositivos posean las dos propiedades mencionadas. En cambio, no contribuyen de ningún modo a la selectividad.

¿Qué componentes contribuyen más directamente a la selectividad de un receptor? El mayor o menor grado de selectividad de un receptor depende fundamentalmente de los amplificadores de A.F. (alta frecuencia).

Conviene advertir que el selector, que se ha dibujado en el diafragma de bloques funcionales como si se tratara de un dispositivo independien-



te, no lo es propiamente. En realidad se halla íntimamente unido al amplificador de A.F. y constituye el llamado AMPLIFICADOR SELECTIVO, es decir, un amplificador que tiene la propiedad de aumentar la amplitud de las señales *únicamente cuando éstas tienen una determinada frecuencia.*

El tema de la *selectividad* del receptor es la cuestión que menos hemos tratado hasta ahora. Convendrá, pues, que expongamos con la máxima amplitud posible los conocimientos sobre esta materia tan fundamental para el estudio de los receptores superheterodinos.

AMPLIFICADORES SELECTIVOS

Como ya sabemos, la ganancia de tensión que puede obtenerse de una válvula termoiónica depende esencialmente de la resistencia de carga, de tal modo que a una resistencia de carga nula corresponde una ganancia también nula. Por otra parte, la ganancia es máxima si la resistencia de carga es infinita.

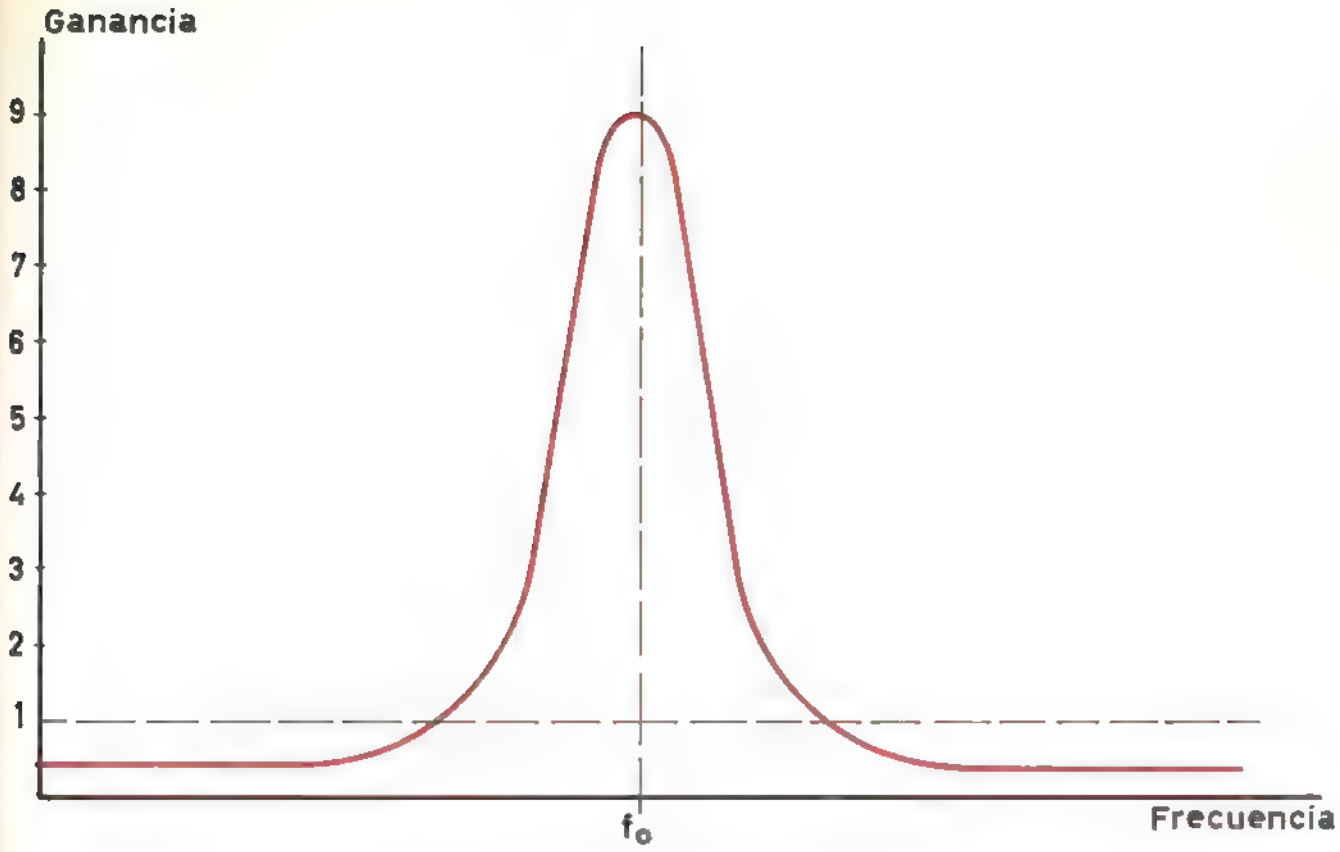
Con esta verdad por delante, podemos pensar qué es lo que sucedería si empleásemos un circuito resonante paralelo como resistencia de carga. No hay duda de que la ganancia sería máxima para las señales cuya frecuencia coincidiese con la resonancia del circuito, ya que éste les presenta la máxima impedancia. Es decir: para la frecuencia de resonancia tendremos una oposición máxima al paso de la corriente.

Para frecuencias distintas de la de resonancia, disminuye la impedancia del circuito y también la ganancia. En tal caso ésta puede ser menor que la unidad; es decir, a la salida las señales pueden tener menor amplitud que a la entrada.

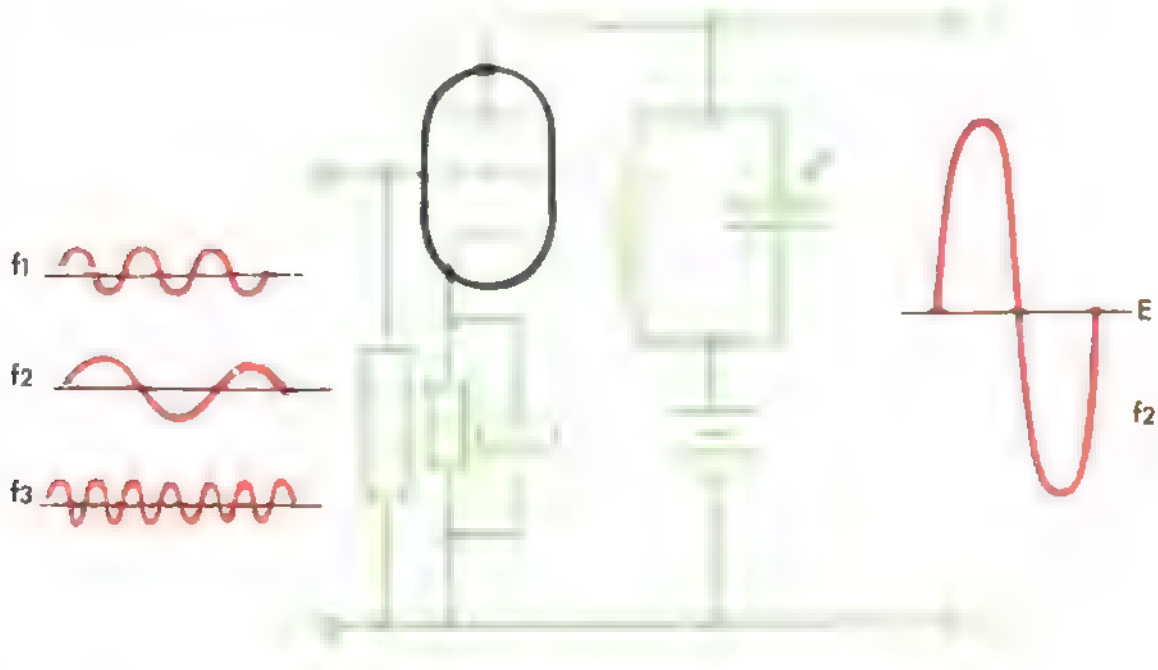
Si hacemos que el condensador del circuito resonante sea variable podremos, además, elegir a voluntad la frecuencia de las señales que serán amplificadas por este dispositivo.

Por todo lo dicho hasta aquí cabe considerar

Esquema de principio de un amplificador selectivo.



Cuando se emplea un circuito resonante paralelo como impedancia de carga de una válvula, la ganancia varía con la frecuencia de las señales de una forma similar a la curva de resonancia.

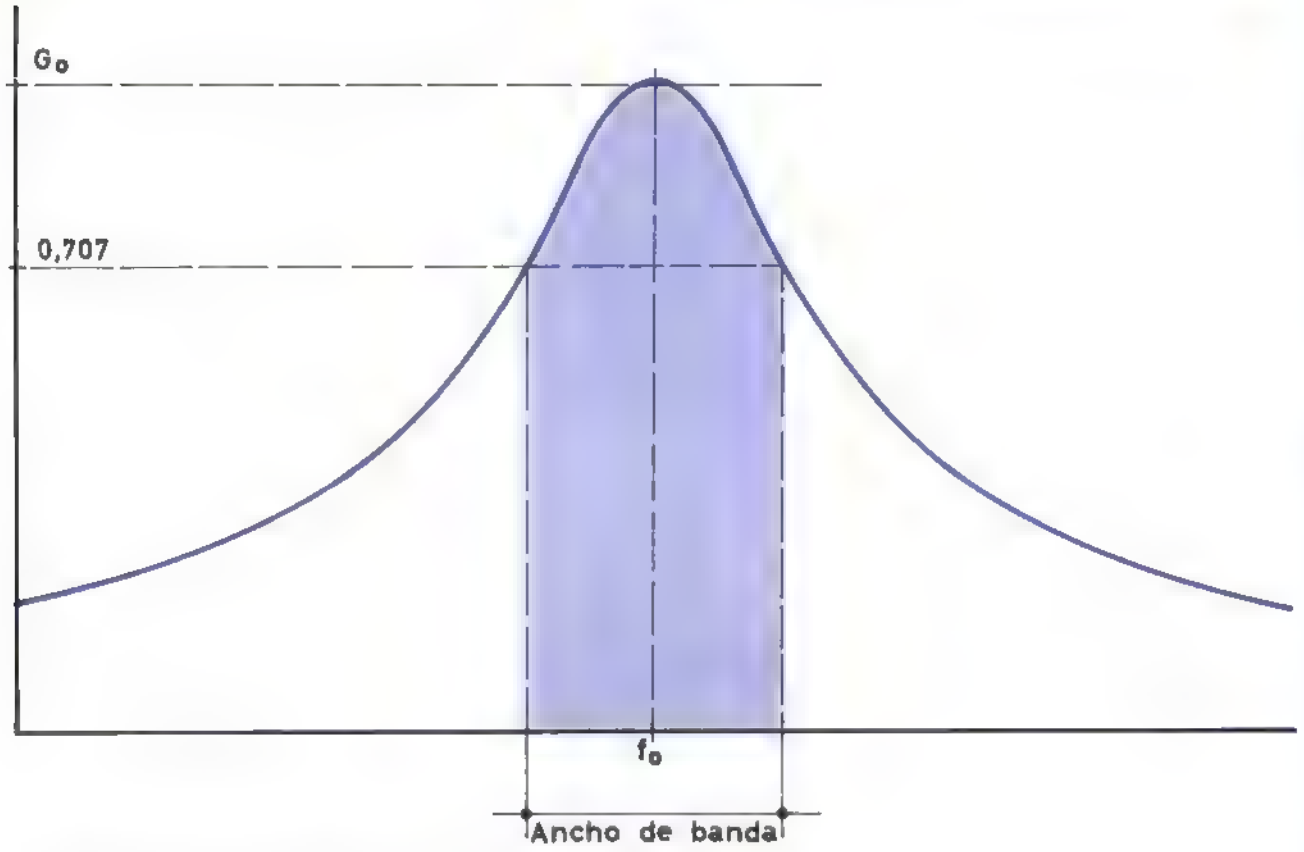


Si el condensador del circuito resonante es variable, puede elegirse a voluntad la señal a amplificar según sea su frecuencia.

que un triodo y un circuito resonante paralelo forman el esquema de principio del amplificador selectivo, capaz no sólo de amplificar las señales, sino también de seleccionar la señal que deseamos entre todas las que llegan a la entrada del receptor.

Para dar una idea clara de la mayor o menor *selectividad* de un amplificador se recurre a la utilización del concepto *ancho de banda*, que se aplica a los circuitos resonantes. Ya sabemos el significado de este concepto:

Ancho de banda es, sencillamente, la diferencia que existe entre las frecuencias más altas y las más bajas, en que la ganancia se mantiene por encima de un 70'7 % de la ganancia máxima.



He aquí el significado del ancho de banda de un amplificador selectivo.

Como puede verse, el funcionamiento de un amplificador selectivo es muy sencillo en principio. No obstante, debido principalmente al hecho de que estos amplificadores deben trabajar con frecuencias altas, su funcionamiento origina en la práctica una serie de problemas que conviene analizar cuidadosamente.

INCONVENIENTES DEL TRIODO COMO AMPLIFICADOR DE A.F.

Cuando deseemos equipar un receptor con un amplificador selectivo será preciso tener presente, ante todo, que las emisoras radiofónicas emiten de ordinario frecuencias comprendidas en las siguientes gamas:

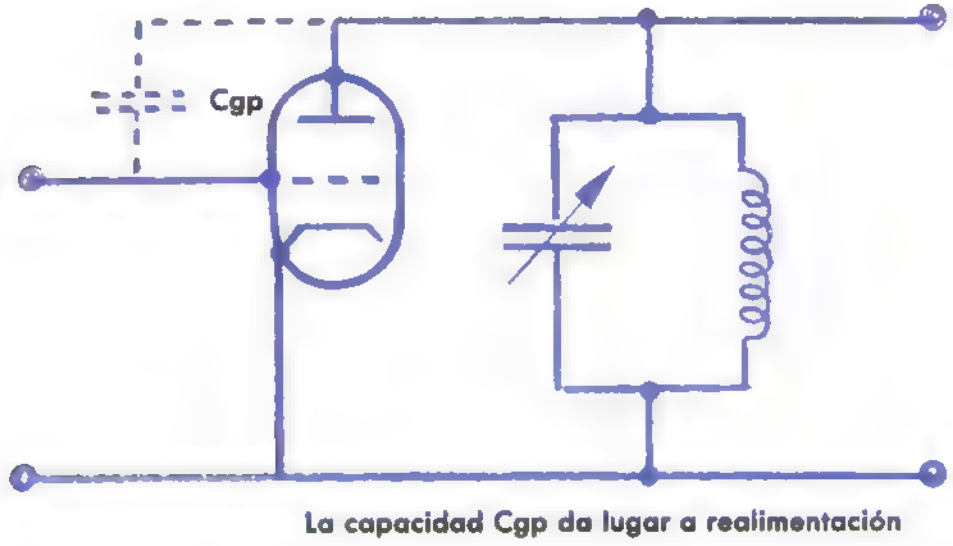
Gama de onda normal: de 500 Kc/s a 1500 Kc/s.

Gama de onda corta: de 6 Mc/s a 18 Mc/s.

Las frecuencias comprendidas en estas gamas reciben de ordinario el nombre de radiofrecuencias (R.F.). Estas radiofrecuencias, como puede verse, son muy elevadas, especialmente las de la gama de onda corta.

Pues bien; ocurre que si utilizamos un triodo para equipar un amplificador selectivo de R.F. tropezaremos con una dificultad difícilmente soslayable: el montaje es muy inestable. Ello quiere decir que el montaje oscila con suma facilidad, a pesar de que no se le aplica *intencionadamente* realimentación positiva.

La razón de tal inestabilidad debe buscarse en la capacidad parásita entre placa y rejilla (C_{gp}) que presentan los triodos.



La capacidad C_{gp} da lugar a realimentación.

Estas capacidad parásita que se localiza entre la placa y la rejilla del triodo ha sido ya motivo de un comentario, aunque en él dejamos para más adelante explicar su influencia. Pues bien; según vimos entonces, cuando la carga de la válvula es una *resistencia*, existe siempre *oposición de fase* entre las señales de placa y rejilla, y entonces el efecto de la capacidad parásita se reduce sólo a la aplicación de una pequeña realimentación negativa en el amplificador. Entendámonos: pequeña para las frecuencias bajas, ya que la capacidad es también muy pequeña. Así, por ejemplo, para los triodos de la ECC82 es $C_{gp} = 1'5$ pF. Pero ¿qué puede ocurrir ante frecuencias altas? Debemos tener en cuenta que con frecuencias altas la realimentación puede alcanzar valores muy importantes, pese a la pequeñez de la capacidad C_{gp}. Piense, por ejemplo, que a 10 Mc/s la capacidad de 1'5 pF tiene una reactancia de unos 106.000 Ω, o sea, del orden de valores que se utiliza en las resistencias de rejilla.

Y lo que es todavía más grave: al no estar constituida la carga de la válvula por una resistencia, sino por inductancias y capacidades, no hay en general *oposición de fase* entre las señales de placa y rejilla. Sólo cabe hablar de cierto defasamiento o defase, lo que encontrará lógico si recuerda que en esos elementos (inductancia y capacidad) existe también defasamiento entre la intensidad y la tensión. Asimismo, las señales que la capacidad C_{gp} aplica desde la placa a la rejilla experimentan un nuevo defase. Esto puede dar como resultado que en alguna frecuencia la realimentación sea positiva en lugar de negativa, y además, lo bastante importante como para que el amplificador se convierta en oscilador. En estas condiciones no cabe duda que la recepción tendría lugar entre silbidos y ruidos varios.

El remedio eficaz para evitar estos inconvenientes consiste en reducir, dentro de lo posible, el grado de realimentación, lo que antes de que apareciesen los tetrodos y pentodos se conseguía por medio de montajes especiales que tenían la misión de *neutralizar* el efecto de la capacidad C_{gp}. Estos montajes recibían el nombre de *neutrodinos*. Con la aparición de las válvulas antes mencionadas se ha logrado algo mejor que la neutralización: hacer desaparecer la causa de realimentación, o sea, la capacidad C_{gp}.

Consideremos, por ejemplo, el resultado ob-

tenido al emplear un tetrodo en lugar de un triodo: entre la rejilla de mando g_1 y la placa está la rejilla pantalla g_2. Con esta disposición de los electrodos se forman dos condensadores (capacidades parásitas). En uno de ellos las armaduras son la placa y la pantalla; la capacidad parásita correspondiente la designamos C_{g_2p}. El otro está formado por la pantalla y la rejilla de control; su capacidad la designamos por $C_{g_2g_1}$.

La capacidad C_{g_2p} queda en paralelo con la capacidad del circuito resonante. Por tanto, no puede causar ningún efecto nocivo. En cuanto a la capacidad $C_{g_2g_1}$, al estar la pantalla a un potencial constante no transmite ninguna señal de g_2 a g_1. Debido a ello no hay realimentación.

Conviene aclarar que en rigor no es que haya desaparecido por completo la capacidad entre la placa y la rejilla de mando. Para que tal cosa suce-

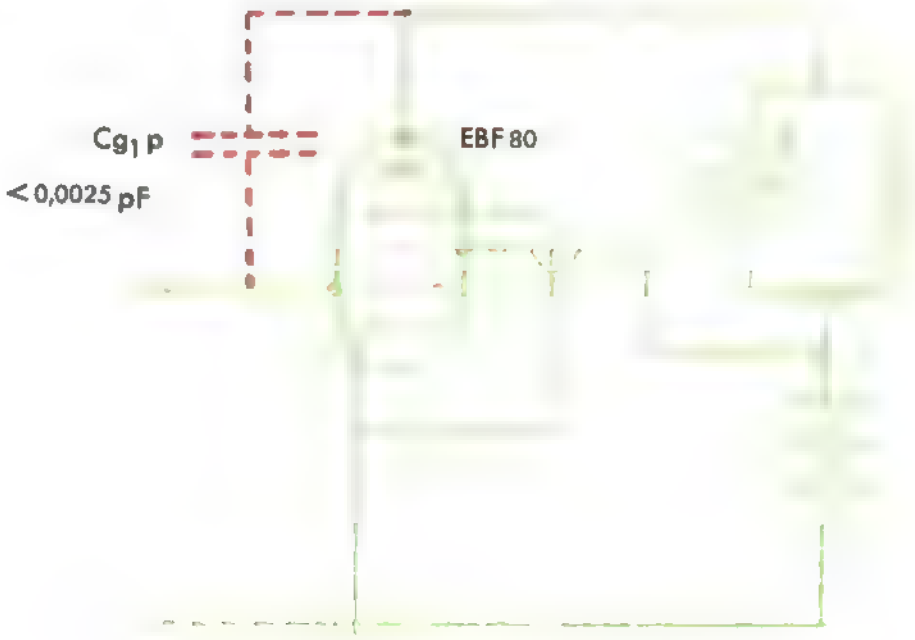
Las capacidades C_{g_1p} y C_{g_2p} no dan lugar realimentación.

También los tetrodos presentan capacidad entre placa y rejilla de control, pero es mucho menor que en los triodos.

diese sería preciso que la rejilla pantalla fuese un tubo cilíndrico que *apantallase* totalmente los otros dos electrodos. Pero como es, sencillamente, una espiral de hilo, no desaparece por completo, y queda aún cierta capacidad C_{g1p}, aunque su valor es menor que en el caso del triodo.

De todas maneras, los tetrodos presentan un grave inconveniente: producen gran distorsión por causa de la forma especial de sus características. Por tal motivo es preferible utilizar pentodos en su lugar. Los pentodos, además de no tener los inconvenientes indicados antes, ofrecen mayor apantallamiento entre placa y rejilla de control, debido a que entre ambas se interpone ahora no sólo la rejilla pantalla, sino también la supresora.

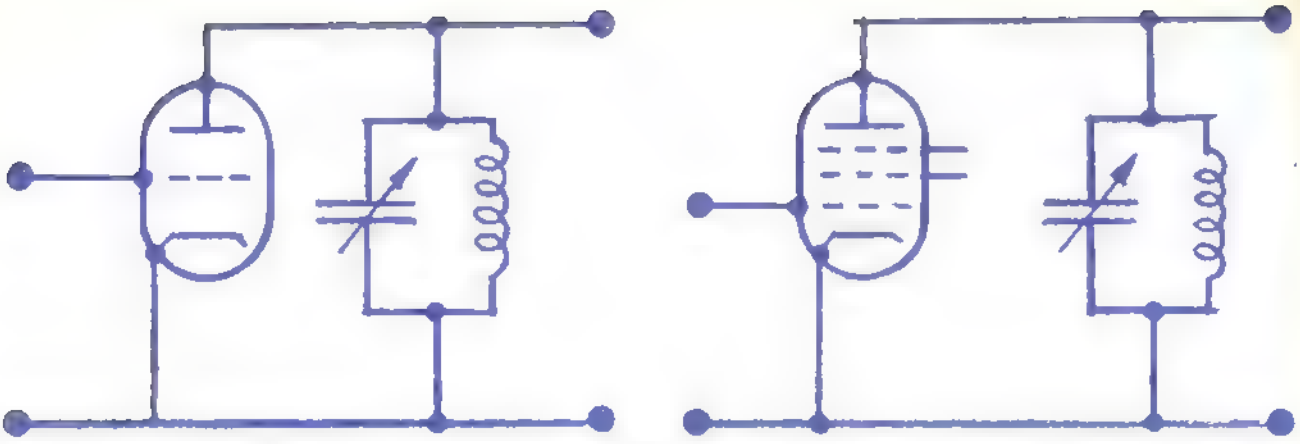
Así, por ejemplo, en el pentodo EBF80 la capacidad C_{gp} resulta siempre menor que 0'0025 pF. Cabe decir que en estos valores la realimentación queda reducida a unidades que no ofrecen ningún riesgo de oscilación



LOS TRIODOS REDUCEN LA SELECTIVIDAD

Por lo que se refiere a la selectividad también los triodos están en desventaja frente a otras válvulas (concretamente frente a los pentodos) cuando se les utiliza como amplificadores de R.F. Es decir: si suponemos un mismo circuito resonante, la selectividad es mayor si el amplificador utiliza un pentodo que si utiliza un triodo. La razón de esta diferencia se encuentra en el hecho de que el pentodo tiene más resistencia interna que el triodo.

¿Cómo se explica que la mayor resistencia interna del pentodo sea la causa de la mayor selectividad del amplificador de que forma parte? Para comprenderlo es preciso que imaginemos una serie de experiencias que requieren el concurso de un oscilador, cuyas señales podamos variar a voluntad tanto en frecuencia como en amplitud. Precisamos además un circuito resonante paralelo que supondremos con un $Q = 100$, con una impedancia máxima de $Z_a = 10.000\ \Omega$ y cuya frecuencia



Supuesto que ambos amplificadores utilizasen circuitos resonantes idénticos, el que utiliza un pentodo resulta más selectivo; es decir, presenta un ancho de banda más reducido.

de resonancia es $f_o = 100.000$ c/s = 100 Kc/s. Finalmente, necesitaremos un voltímetro y algunas resistencias.

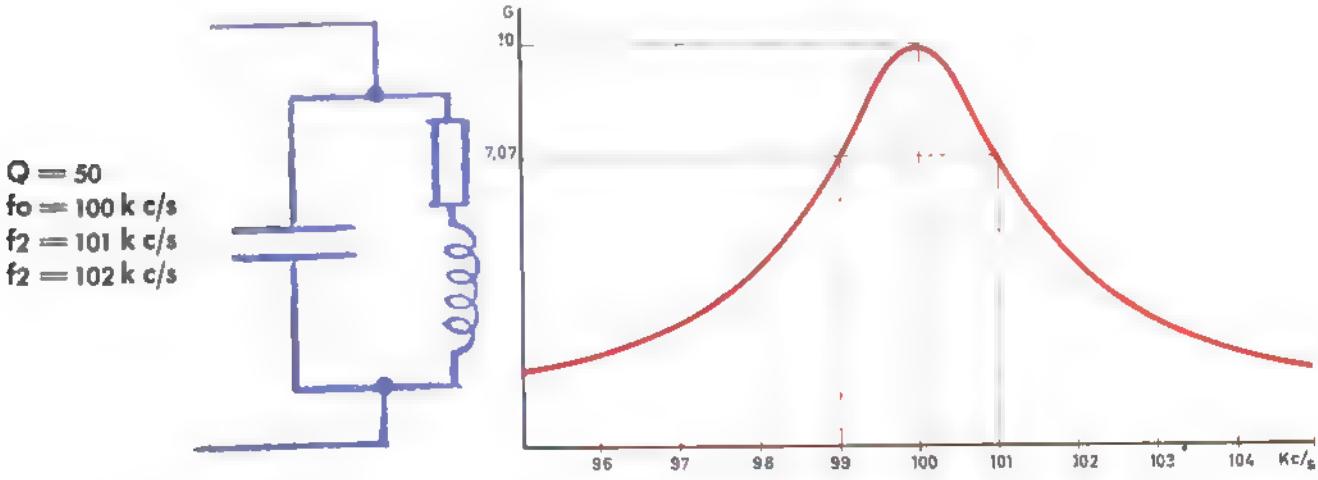
Para empezar conviene ajustar la tensión suministrada por el generador al valor 0'1 V. Conectemos ahora el circuito resonante a los bornes del generador; y el voltímetro en paralelo con el circuito oscilante a fin de que en todo momento pueda indicar la tensión aplicada.

Si hacemos variar la frecuencia del oscilador a uno y otro lado de la de resonancia varía, desde luego, la intensidad a través del circuito, puesto que varía la impedancia de acuerdo con la curva que se indica en el gráfico. Pero, en cambio, no varía la tensión, ya que ésta viene impuesta en todo momento por el generador. El voltímetro marcará a cualquier frecuencia el mismo valor, o sea: 0'1 V.

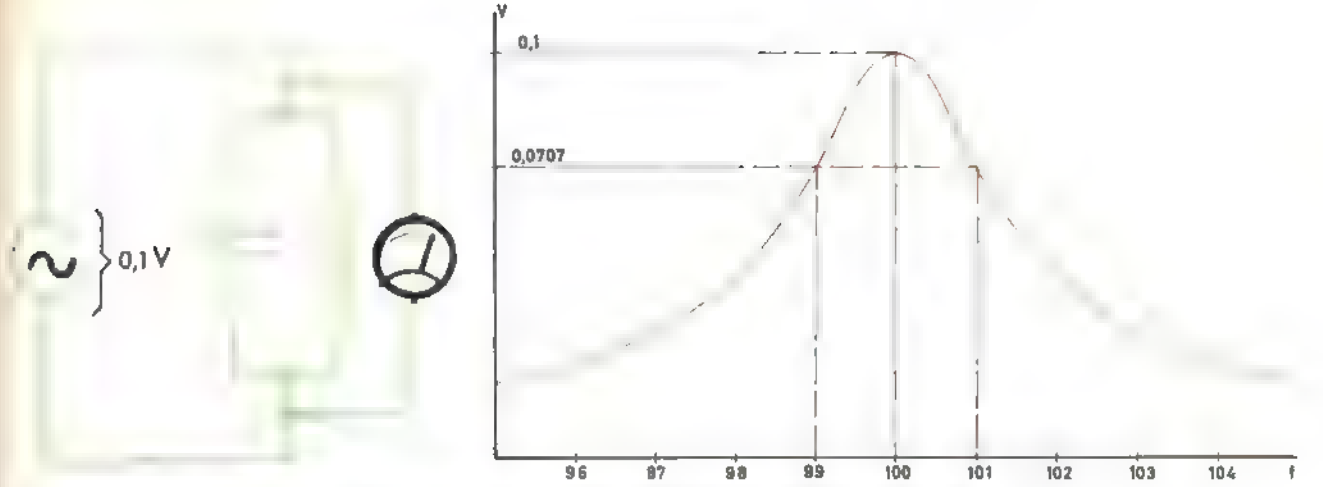
En tales circunstancias no es posible, por medio de la observación de la aguja del voltímetro, determinar cuándo está en resonancia el circuito.

Podemos, sin embargo, modificar la experiencia anterior intercalando una resistencia de 1 MΩ entre el circuito y el generador y aumentando la tensión del generador hasta un valor de 10 V.

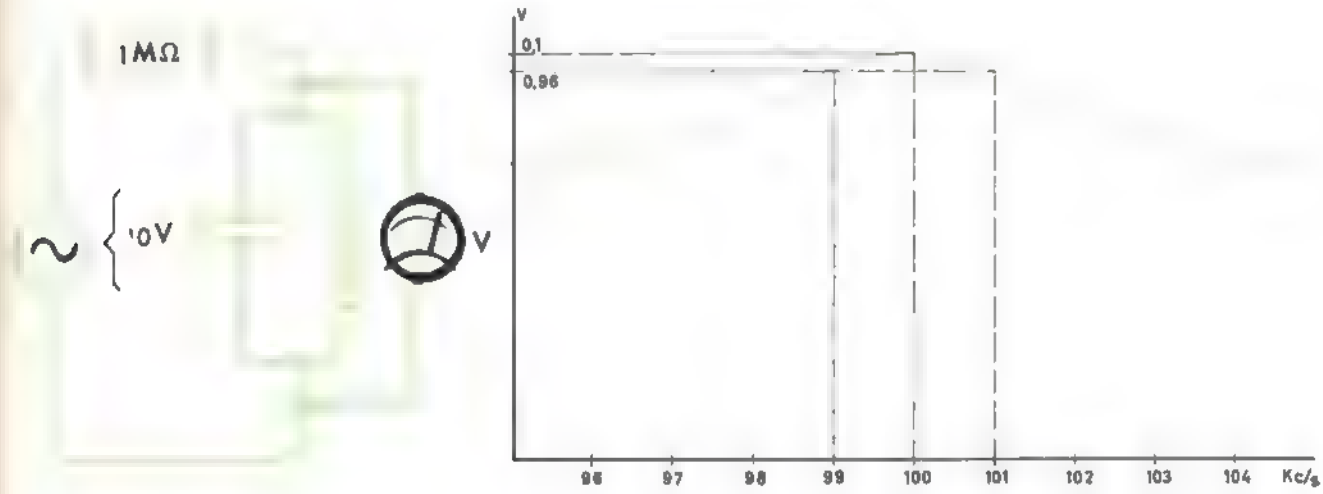
Con estas nuevas condiciones la resistencia total del circuito será la de 1 MΩ más la impedancia del circuito resonante. Ahora bien, puesto que esa

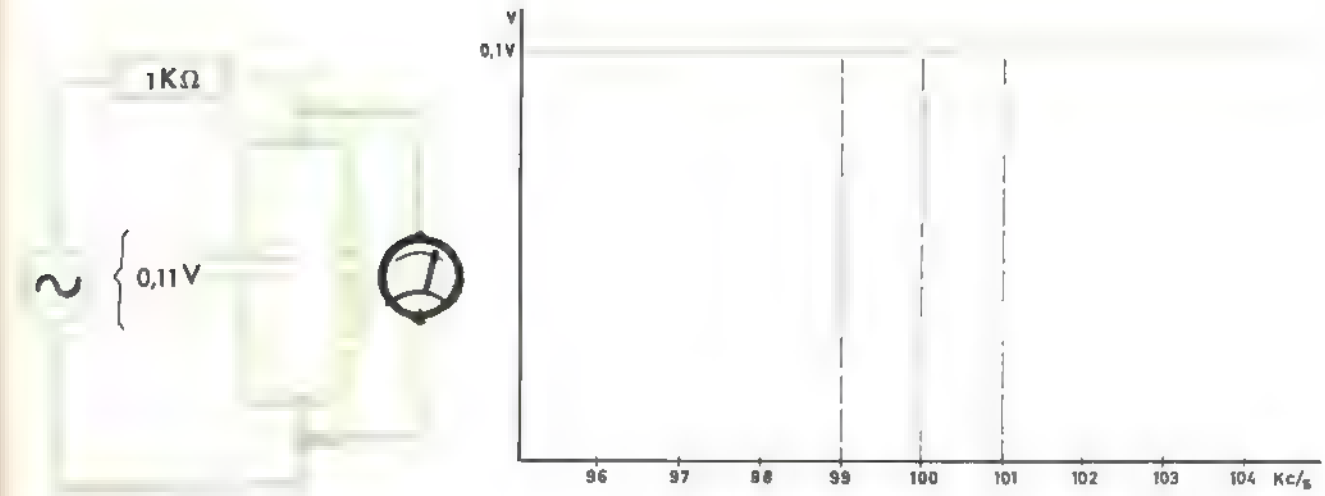


Realizamos la experiencia con un circuito resonante cuyo factor de mérito es $Q = 50$, siendo la frecuencia de resonancia $f_o = 100$ Kc/s. De acuerdo con la fórmula $\frac{1}{Q} = \frac{f_2 - f_1}{f_o}$, el ancho de banda es de 2 Kc/s y las frecuencias de corte son $f_2 = 101$ Kc y $f_1 = 99$ Kc/s. La impedancia máxima del circuito suponemos que es $Z_r = 10.000$ Ω.



He aquí demostrado cómo la selectividad no sólo puede depender del circuito resonante, sino también de la forma en que el circuito está acoplado al generador de señales.





impedancia alcanza como máximo un valor de 10 KΩ = 0'01 MΩ para la frecuencia de resonancia, y es menor para cualquier otra frecuencia, podemos considerar que la impedancia total es siempre de 1 MΩ a cualquier frecuencia, aunque en realidad puede variar entre 1 MΩ y 1'01 MΩ. Consideramos que la impedancia es fija por la sencilla razón de que la variación (0'01 MΩ) es despreciable.

En consecuencia:

A cualquier frecuencia, la corriente que puede circular por el circuito tiene intensidad prácticamente constante y tiene el valor:

$$I = \frac{10\ V}{1.000.000} = 0'00001\ A = 10\ \mu A$$

Ahora bien; la tensión en los extremos del circuito resonante no será constante, sino que variará de acuerdo con la impedancia; de forma que cuando la frecuencia sea de 100 Kc/s, dado que la impedancia del circuito resonante es $Z_r = 10.000\ \Omega$ (vea la gráfica), la tensión que existe en sus extremos será:

$$V = Z_r \times I = 10.000\ \Omega \times 0'00001\ A = 0'1\ V$$

y para las frecuencias de corte f_2, f_1 (es decir, cuando la impedancia del circuito es 7070 Ω), esa tensión será:

$$V = 7070\ \Omega \times 0'00001 = 0'0707\ V$$

Esto representa el 70'7 por ciento de la tensión máxima.

Resulta, pues, que las variaciones de la tensión en los extremos del circuito dependerán tan sólo de las variaciones de la impedancia, puesto que la intensidad puede considerarse constante, como hemos dicho y demostrado. Por tanto, la curva en que confrontamos las indicaciones del voltímetro frente a la frecuencia de la corriente tendrá una forma idéntica a la *curva de resonancia* del circuito.

Por último, analicemos lo que ocurrirá si empleásemos una resistencia de 1 KΩ, en vez de la de 1 MΩ, y reducimos a 0'11 V la tensión del generador. Es evidente y claro que no podremos considerar la impedancia total como constante, debido a que la parte fija es sólo de 1 KΩ, y la parte variable (el circuito resonante) puede tomar valores comprendidos entre 0 y 10 KΩ. A diferencia, pues, del caso anterior, la intensidad varía en amplios límites al variar también la frecuencia. Para calcular la tensión existente en los extremos del circuito oscilante será del todo necesario calcular previamente la intensidad.

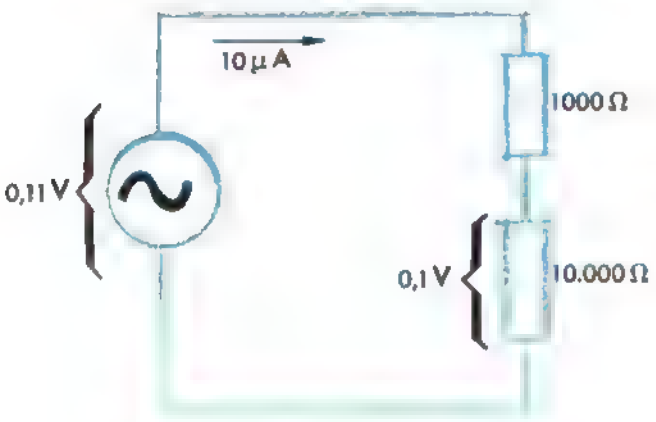
Pongamos un ejemplo: a 100 Kc/s la resistencia total del circuito es de 10.000 + 1.000 = 11.000 ohmios. Y la intensidad es:

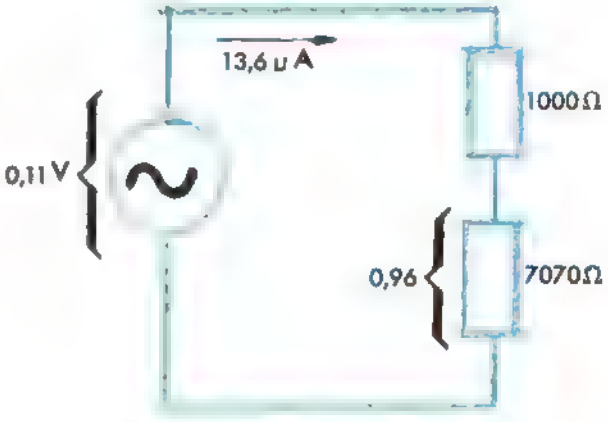
$$I = \frac{0'11\ V}{10.000 + 1.000} = 0'000.01\ A = 10\ \mu A$$

Por tanto, la tensión en el circuito oscilante es:

$$V = 0'000.01\ A \times 10.000\ \Omega = 0'1\ V$$

De manera análoga, cuando la frecuencia de las señales sea de 101 o de 99 Kc/s, la intensidad será la siguiente:





$$I = \frac{0'11\ V}{7.070\ \Omega + 1.000} = 13'6\ \mu A$$

y la tensión en el circuito oscilante será igual a:

$$V = 0'000.0136 \times 7070 = 0'96\ V$$

Vamos a ver ahora la conclusión que interesa sacar de estas experiencias:

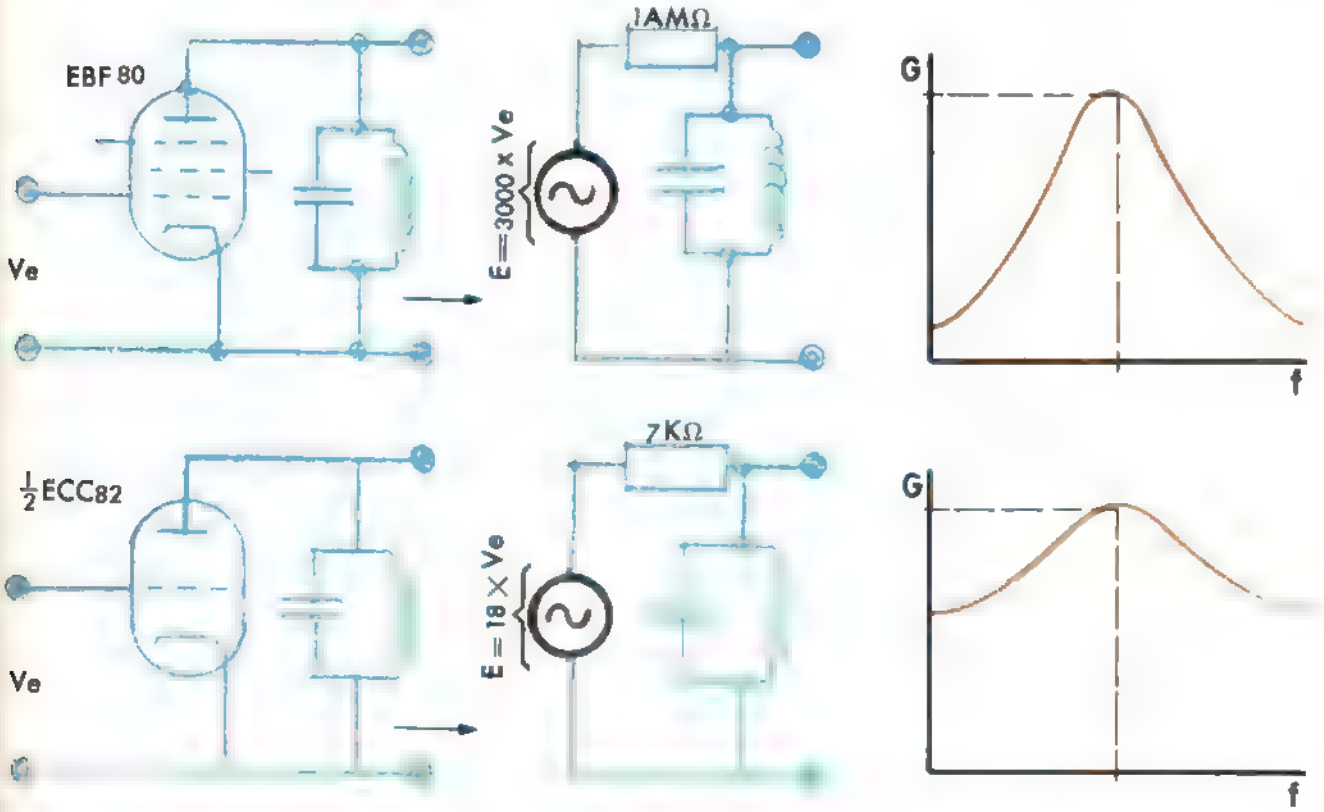
PARA LA FRECUENCIA DE RESONANCIA LA TENSIÓN QUE APARECE EN LOS EXTREMOS DEL CIRCUITO OSCILANTE ES IGUAL EN LOS TRES CASOS; PERO AL VARIAR LA FRECUENCIA LA TENSIÓN DISMINUYE RÁPIDAMENTE CUANDO LA RESISTENCIA INTERCALADA (1 KΩ) ES GRANDE; DISMINUYE MÁS LENTAMENTE SI LA RESISTENCIA ES PEQUEÑA (1 KΩ), Y NO DISMINUYE EN ABSOLUTO SI LA RESISTENCIA ES NULA.

En el último caso se dice que el generador amortigua por completo al circuito oscilante. Este amortiguamiento se reduce cuando se intercala una resistencia entre el generador y el circuito oscilante.

Cuando la resistencia es mucho mayor que la máxima impedancia del circuito oscilante ese amortiguamiento es despreciable. Con ello se quiere dar a entender que la tensión en los extremos del mencionado circuito varía, al variar la frecuencia, de la misma forma que su curva de resonancia.

Por todo ello, cuando se desea utilizar al máximo las cualidades selectivas del circuito oscilante debe unirse al generador de corriente a través de una resistencia de valor elevado en comparación con la máxima impedancia del circuito resonante, con el fin de reducir en lo posible el amortiguamiento. El único inconveniente de este proceder está en que cuanto más grande sea esa resistencia mayor tendrá que ser también la f.e.m. del generador, a fin de que no quede reducido el valor de la señal en el circuito oscilante cuando la corriente tiene la frecuencia de resonancia.

Por todo lo dicho, y teniendo en cuenta que un triodo o un pentodo son, por lo que a las señales alternas se refiere, equivalentes a un generador de tensión f.e.m. = $\mu \times V_e$ en serie con una resistencia igual a la resistencia de placa de la válvula, es fácil comprender que en un amplificador selectivo resulta mucho más adecuado utili-



Debido a su mayor resistencia interna y más elevador factor de amplificacion, los pentodos resultan más adecuados que los triodos en los amplificadores selectivos, pues amortiguan menos el circuito oscilante.

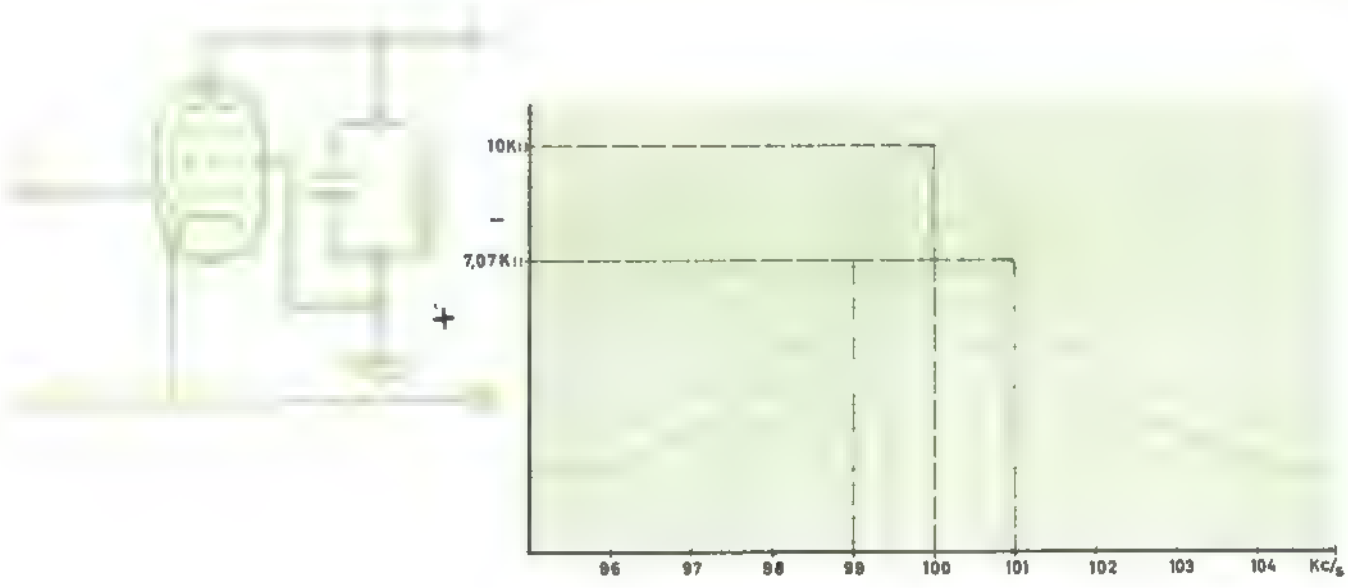
zar un pentodo EBF80 ($R_p = 1'4$ MΩ, $\mu = 3000$), por ejemplo, que un triodo ECC82 ($R_p = 7.000$ Ω, $\mu = 18$), aunque ambos utilicen el mismo circuito oscilante, ya que en el primero se dan las dos circunstancias que resultan más consecuentes: es decir, gran resistencia y f.e.m. también grande.

En general *el ancho de banda de un paso amplificador con pentodo es prácticamente el mismo que el del circuito oscilante que emplee. En cambio, si se utiliza un triodo el ancho de banda resulta bastante mayor y, por tanto, la selectividad disminuye considerablemente.*

AMPLIFICADORES SELECTIVOS EN CASCADA

Cuando sea insuficiente la sensibilidad o la selectividad alcanzada con un solo paso de amplificación se recurre al empleo de dos o más amplificadores en cascada. De esta forma se consigue no sólo mayor sensibilidad, cosa lógica, sino también mayor selectividad. He ahí un resultado que bien merece alguna aclaración.

Supongamos un amplificador en cascada formado por dos pasos selectivos, cuya ganancia máxima es $G_o = 10$, siendo la frecuencia de resonancia $f_o = 100$ Kc/s y las frecuencias de corte $f_1 = 99$ Kc/s y $f_2 = 101$ Kc/s. Para tales frecuencias la ganancia será el 70'7 % de G_o, es decir, $G = 7'07$.



Pues bien; para calcular la ganancia que tiene el conjunto de los dos pasos basta recordar que es suficiente con multiplicar entre sí la ganancia de cada uno de los pasos.

A la frecuencia de 100 Kc/s la ganancia total será, pues, la siguiente: $G_t = 10 \times 10 = 100$. A las frecuencias de 99 Kc/s o 101 Kc/s, la ganancia es:

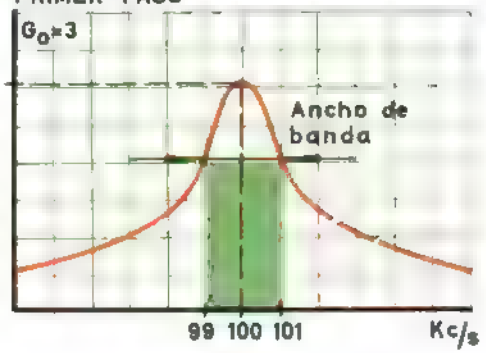
$$G = 7'07 \times 7'07 = 50$$

Es decir, la mitad de la ganancia máxima. He aquí un resultado interesante.

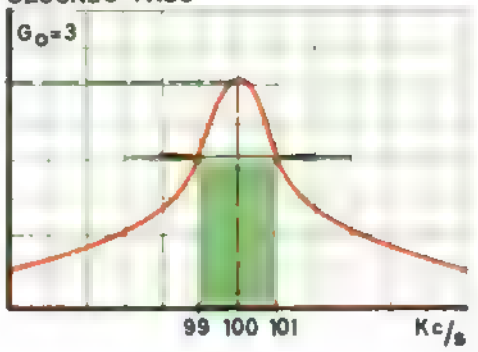
Las frecuencias de 99 Kc/s y 101 Kc/s no son ya las frecuencias de corte del amplificador de dos pasos, puesto que la ganancia que para ella presenta este amplificador es sólo del 50 % de la ganancia máxima y no del 70'7 %.

No hay duda de que las frecuencias de corte están ahora más próximas a la de 100 Kc/s. Por tanto, el ancho de banda es menor, y por consiguiente la selectividad es mayor. Todo esto queda ilustrado en el gráfico adjunto, en el que, a fin de que el dibujo no resulte de proporciones exageradas, hemos supuesto que la ganancia de cada paso era sólo $G_o = 3$ en lugar de $G_o = 10$.

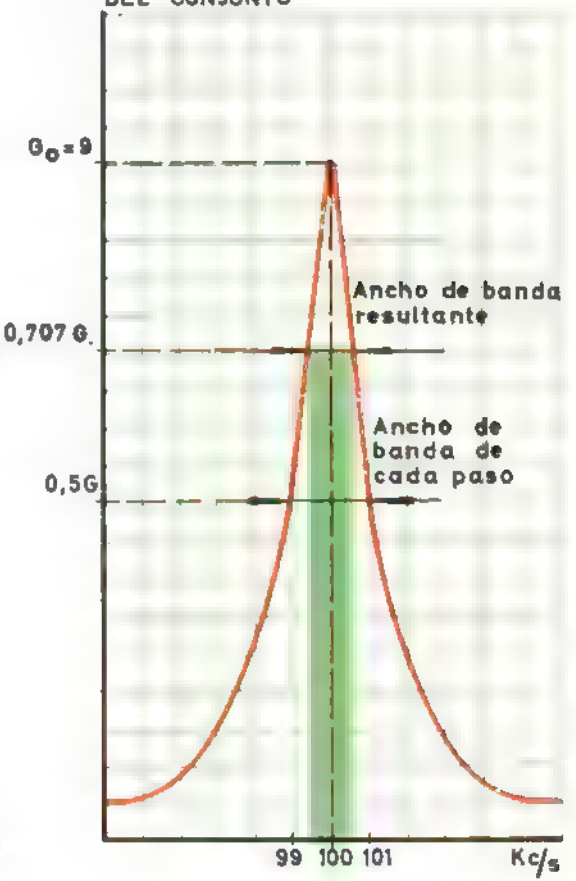
CURVA DE RESPUESTA DEL PRIMER PASO

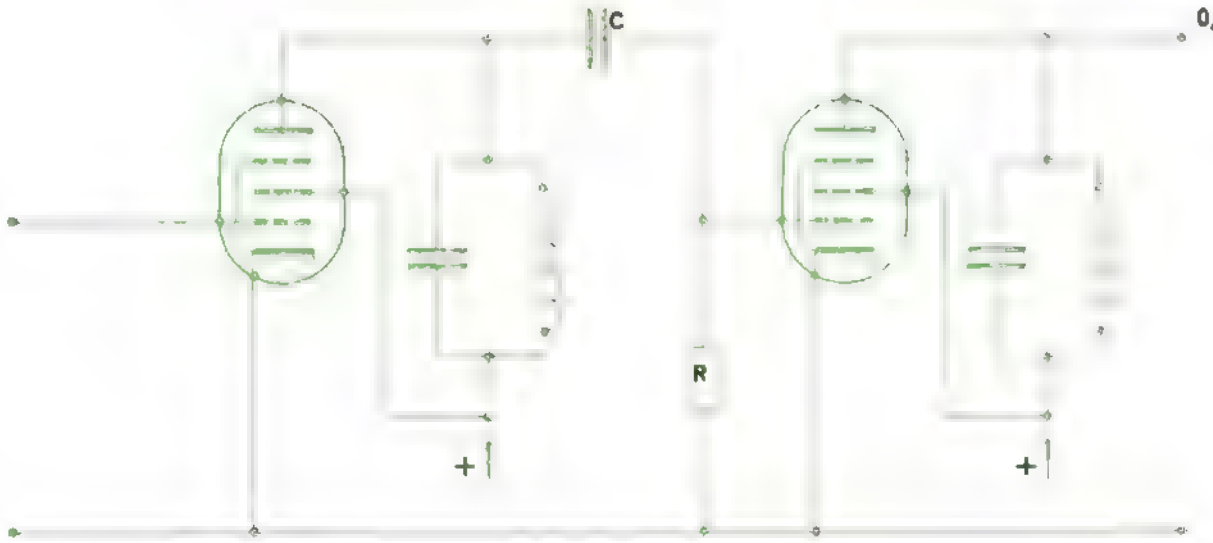


CURVA DE RESPUESTA DEL SEGUNDO PASO



CURVA DE RESPUESTA DEL CONJUNTO



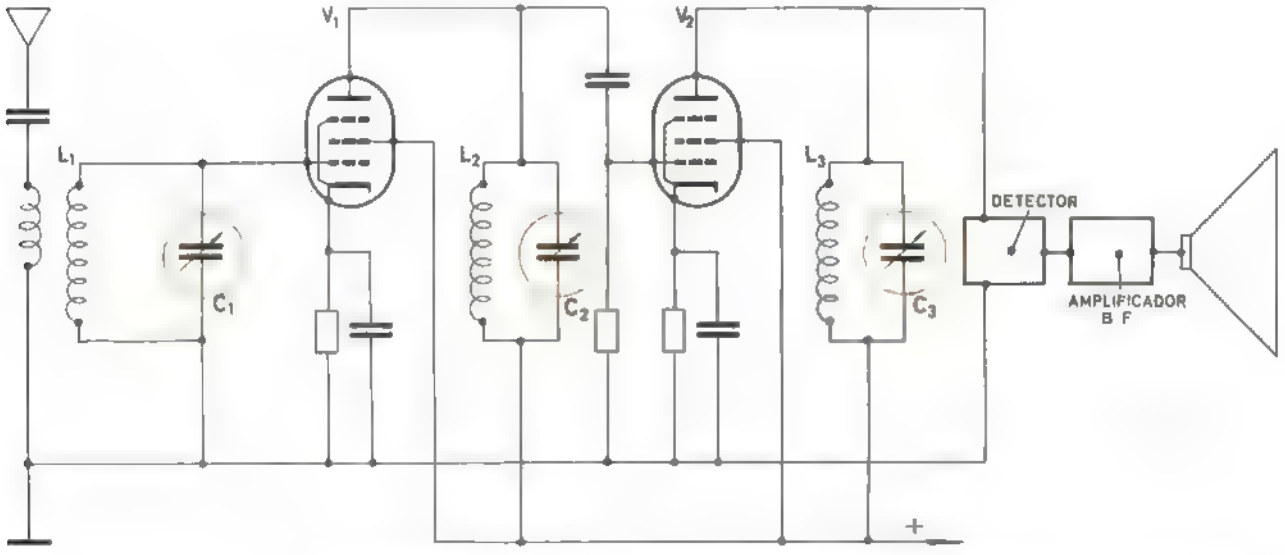


Al acoplar en cascada dos pasos amplificadores selectivos no sólo se consigue mayor sensibilidad, sino también mayor selectividad.

EL PROBLEMA DE LA SINTONIA EN LOS AMPLIFICADORES EN CASCADA

Es evidente que con objeto de lograr el perfecto funcionamiento de un amplificador selectivo formado por dos o más pasos, es de todo punto necesario que todos ellos estén sintonizados exactamente a la misma frecuencia. Dicho de otra forma: la frecuencia de resonancia debe ser la misma en todos los pasos. No habría ningún problema si el fin perseguido fuese únicamente amplificar una frecuencia determinada y sólo una. En tal caso bastaría con ajustar de una vez para siempre a la frecuencia elegida los diversos circuitos resonantes y no preocuparse más del asunto; pero si un amplificador de este tipo ha de equipar un receptor, es lógico que no vamos a contentarnos con sintonizar una sola emisora (una sola frecuencia). También es lógico pensar que cada vez que deseemos sintonizar una emisora distinta deberemos ajustar todos los circuitos a la nueva frecuencia. Si, por ejemplo, nos limitamos a un amplificador de dos pasos, necesitaremos ajustar los dos circuitos resonantes de los mencionados pasos cada vez que cambiemos de emisora. Suponemos que usted habrá atinado en otra necesidad: ajustar también la bobina de antena, tal como se indica en la figura adjunta, en la que hemos representado la forma de utilizar un amplificador selectivo en un receptor.

Sin embargo, no hay duda de que resulta sumamente laborioso ajustar tres mandos cada vez que se pretende sintonizar una nueva emisora, especialmente porque sería preciso proceder por diversos tanteos. Manejar un receptor de este tipo sería muy complicado, mucho más que utilizar un receptor regenerativo.



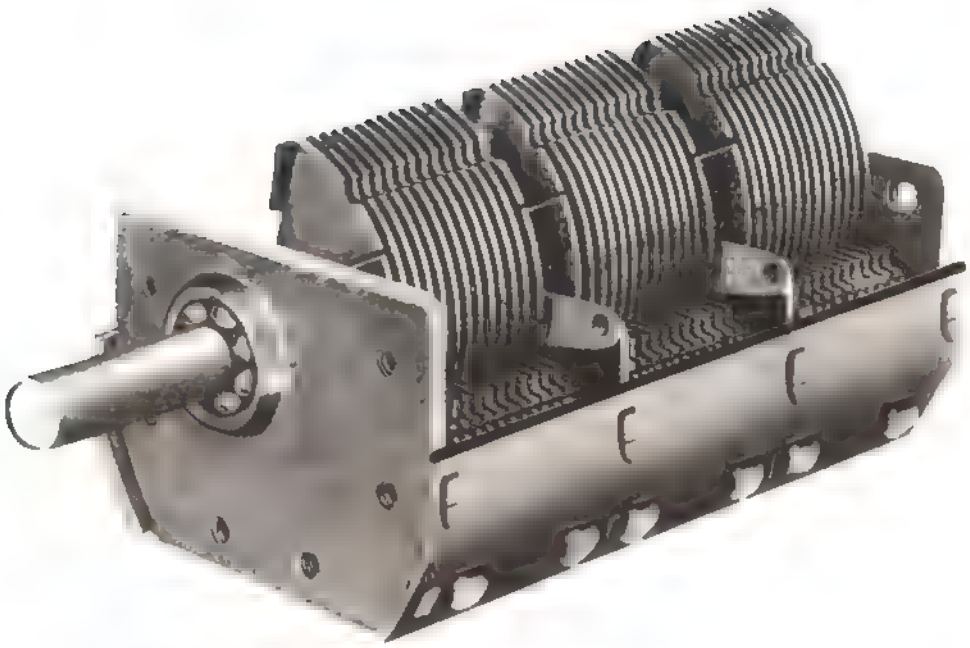
Esquema de principio de un receptor provisto de un amplificador selectivo de dos pasos Adviértase que es preciso sintonizar tres circuitos distintos.

Pero, como siempre, la necesidad ha forzado la solución, que en este caso es muy sencilla:

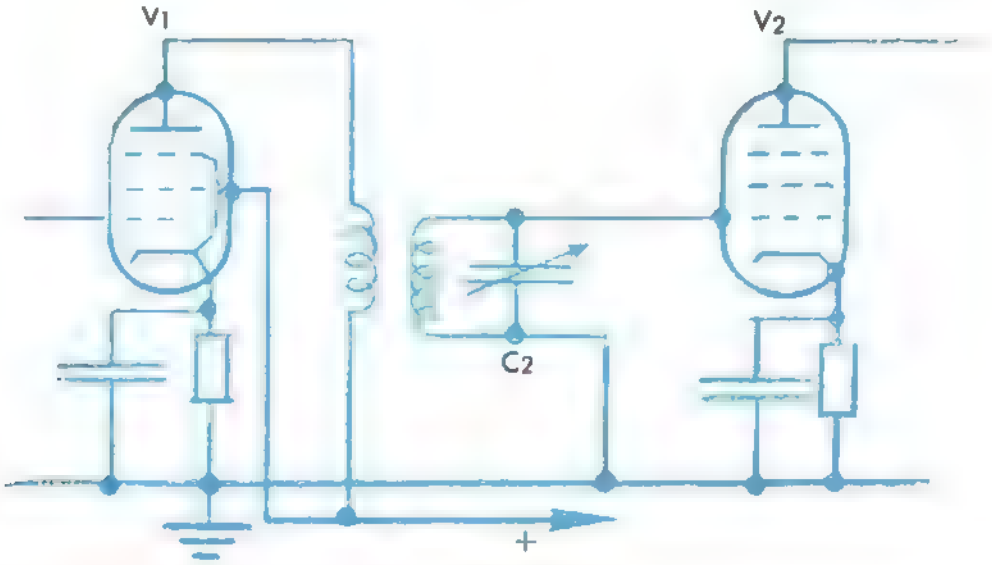
Si las bobinas L_1, L_2 y L_3 son exactamente iguales, también son iguales las capacidades requeridas para sintonizar una determinada frecuencia; cabe entonces la posibilidad de unir mecánicamente los ejes de los tres condensadores variables, de tal forma que mediante un solo mando sea posible hacer girar al unísono las placas móviles de todos ellos.

En el comercio se hallan condensadores variables unidos mecánicamente o, como suele decirse, montados en tándem. Constan de dos o tres secciones cuyas placas móviles están montadas sobre un mismo eje, de forma que todas ellas se hallan en contacto eléctrico entre sí y además con la caja metálica que constituye el armazón del condensador. Las placas fijas están aisladas de su armazón por medio de cilindros de esteatita.

Un condensador de este tipo sería ideal para



Fotografía de un condensador variable de tres secciones, mostrando sus particularidades constructivas.



Utilizando un transformador de R.F. en lugar de una sola bobina es posible conseguir que una de las armaduras del condensador variable este conectada al chasis. Además queda eliminado el grupo RC de acoplamiento. Estos transformadores pueden tener un aspecto similar al que ofrece la bobina acoplada en el receptor con diodo de germanio.

variar simultáneamente la sintonía de los tres circuitos oscilantes que incluye el receptor indicado, si no fuese por el hecho de que, dada la particular construcción del tándem, todas las placas móviles están unidas eléctricamente entre sí. En cambio, según el esquema, únicamente las armaduras inferiores de C_2 y C_3 están unidas. El problema puede resolverse sustituyendo las bobinas L_2 y L_3 por dos transformadores de radiofrecuencia conectados de la forma que se indica en el gráfico adjunto.

Creemos que es la primera vez que hablamos

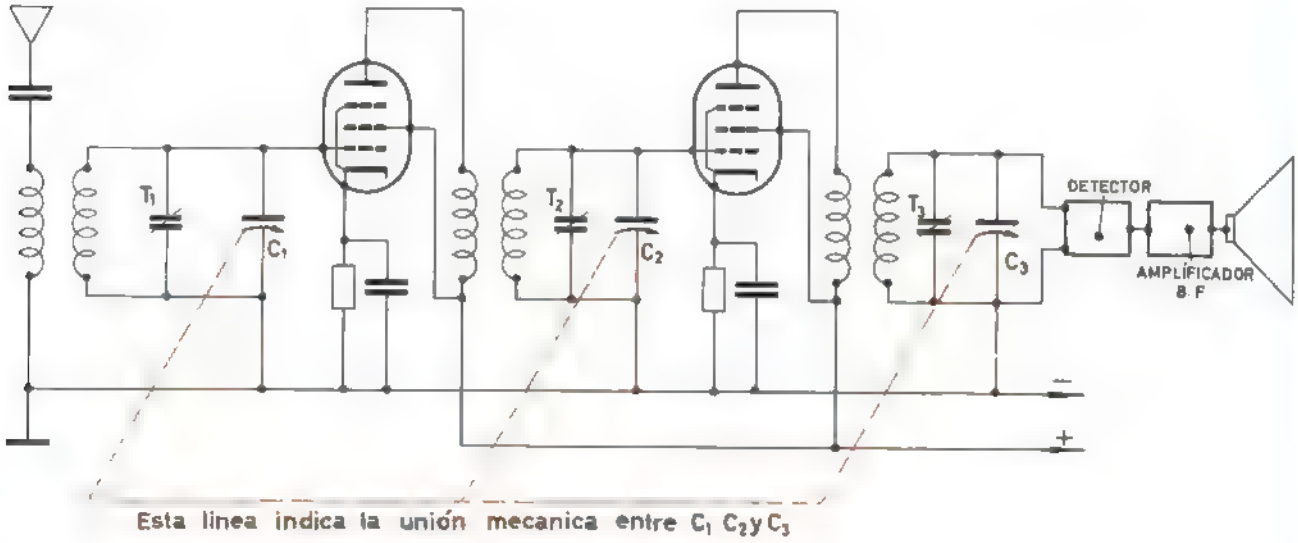
de un transformador de radiofrecuencia, pero no es la primera vez que lo utilizamos. ¿Qué son, si no, las bobinas que hemos empleado en nuestros receptores por diodo?

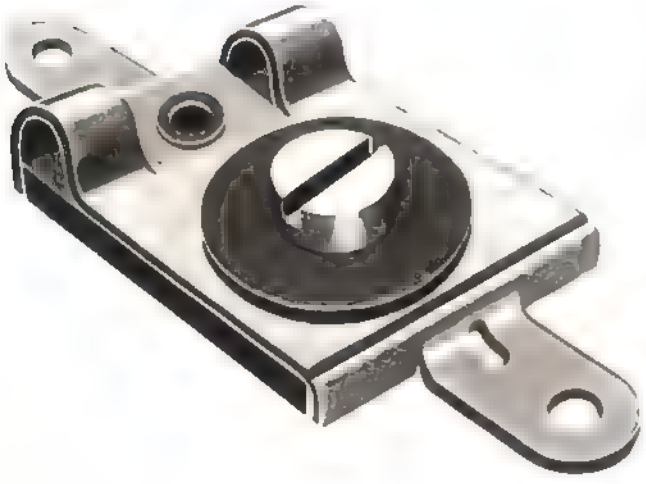
Decimos esto para que no pueda pensar que introducimos conceptos *sin ton ni son*. Los denominamos transformadores de R.F. porque actúan con frecuencias de radio.

En estas condiciones el funcionamiento del receptor no difiere en la práctica del caso anterior, puesto que, según ya sabemos, la impedancia que opone el primario está íntimamente ligada a la que existe en el secundario; y como en este caso el secundario es un circuito oscilante, la impedancia que ofrece el primario es máxima cuando el secundario entra en resonancia. En consecuencia, la frecuencia de resonancia será la más amplificada. Conviene recordar que esta cuestión ya fue tratada antes, aunque con referencia a una cuestión distinta. En efecto, en la lección 19 hablamos del acoplamiento entre la válvula de salida y el altavoz.

De esta forma se consigue el fin que pretendíamos: una de las armaduras de C_2 y C_3 está conectada al chasis lo mismo que la de C_1; por tanto, es posible emplear un tándem triple igual que el que aparece en la fotografía.

Cuando es preciso indicar en un esquema teórico la circunstancia de que algunos de los condensadores variables representados forman parte de un tándem, se unen por una línea punteada, tal y como aparece en la figura. En ésta, además, podrá apreciar que cada secundario no sólo está sintonizado por la capacidad de una sección del





tándem (C_1, C_2, C_3), sino también por otro condensador variable, indicado por las letras T_1, T_2 y T_3. Estos condensadores variables se denominan *trimmers;* su capacidad es mucho menor que la mínima de cada una de las secciones del tándem. Además, son del tipo semifijo; es decir, que durante el uso normal del aparato no deben ajustarse para nada.

Para diferenciar, en el esquema teórico, estos condensadores variables y los que corresponden a las secciones del tándem, hemos representado estos últimos con el símbolo del condensador, modificado en el sentido de expresar las placas móviles por medio de un arco de círculo terminado en punta de flecha.

La misión de los *trimmers* se explica así: aunque todas las secciones del tándem sean exactamente iguales no es posible conseguir, en un proceso normal de fabricación, que en una posición dada de las placas móviles todas las secciones del tándem presenten la misma capacidad. Estas diferencias de capacidad pueden compensarse añadiendo a cada una de las secciones una pequeña capacidad variable a voluntad que nos dan los *trimmers*; capacidad adicional en paralelo con cada una de las secciones del tándem.

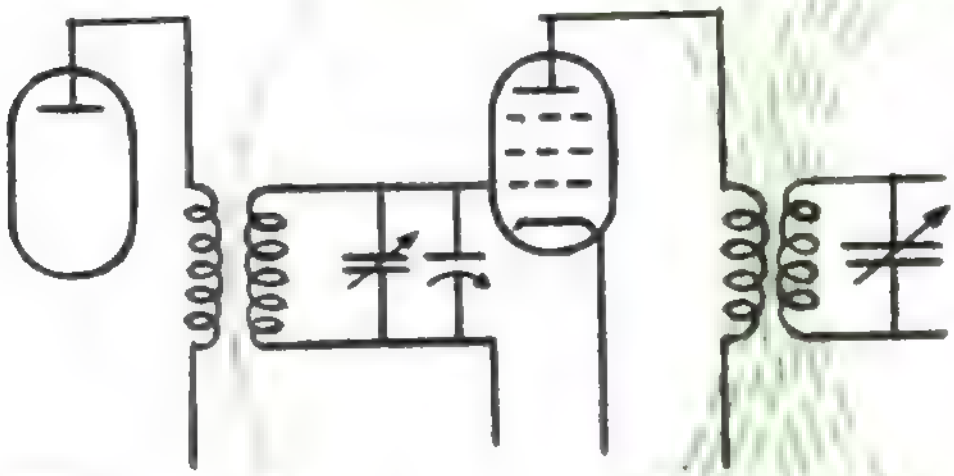
Un *trimmer*, en su forma más corriente, está formado por dos láminas metálicas, separadas por una de mica, cuya proximidad se varía (con lo que variamos la capacidad) por medio de un tornillo. El tornillo tiene como soporte una placa de baquelita o de esteatita.

Para efectuar de forma sencilla lo que se llama *compensación de un tándem* (operación consistente en igualar las capacidades de sus diversas secciones) se procede a sintonizar una emisora de las que transmiten en el extremo más alto de la gama de ondas normales, o sea, hacia los 1400 o 1500 Mc/s. A continuación se retocan uno por uno los ajustes de los *trimmers* hasta que las señales en el altavoz alcanzan la máxima potencia. Estas operaciones, desde luego, resultan mucho más correctas y eficaces cuando se llevan a término con el instrumental adecuado. Más adelante volveremos a tratar de ello.

EL RECEPTOR DE RADIOFRECUENCIA SINTONIZADA

Los esquemas comentados en párrafos anteriores ilustran el principio de funcionamiento de un tipo de receptor muy popular en los años treinta: el de radiofrecuencia sintonizada. Se llama así porque en sus diversos pasos de A.F. se sintonizan las señales de radiofrecuencia. Sobre los esquemas de principio los constructores fueron añadiendo gran variedad de perfeccionamientos, que no estudiaremos ahora dado que este receptor está ya pasado de moda, superado por las grandes ventajas que ofrece el superheterodino.

Sin embargo, comentamos un detalle que tiene interés para el estudio del superheterodino: los transformadores de R.F. de aquellos aparatos estaban encerrados en cajas metálicas con el fin de evitar que las líneas de fuerza del campo magnético alcanzasen a los bobinados del transfor-



Si no se encierran los transformadores de R.F. dentro de cajas metálicas que eviten la radiación electromagnética es fácil que el amplificador oscile, por causa de la realimentación que tendría lugar entre pasos sucesivos.

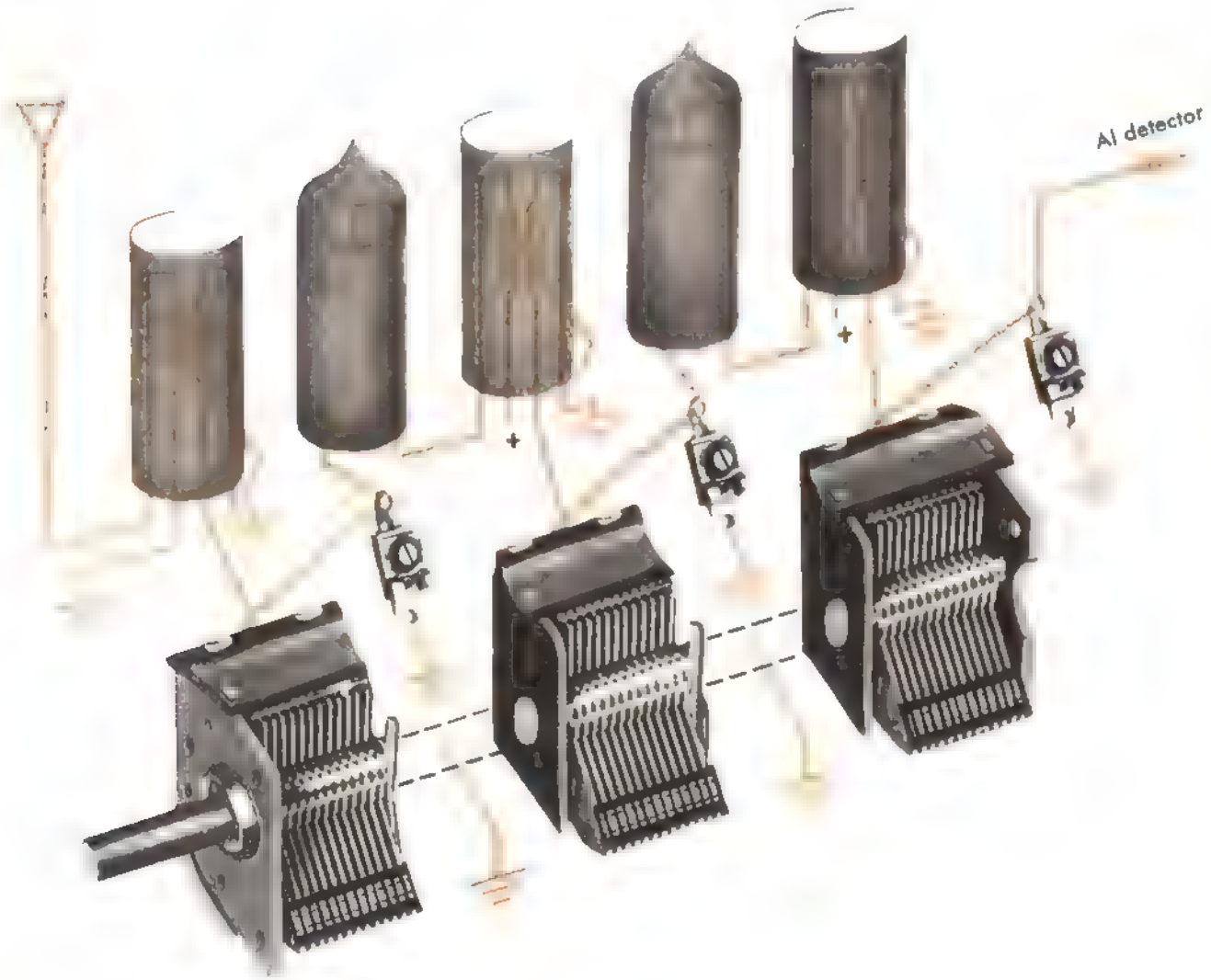
mador de algun paso anterior, con el consiguiente peligro de provocar oscilaciones por realimentación positiva.

Se comprende lo poco que se habría conseguido al reducir la capacidad entre placa y rejilla mediante un pentodo, si luego se hubiera descuidado esta precaución elemental para evitar la realimentación.

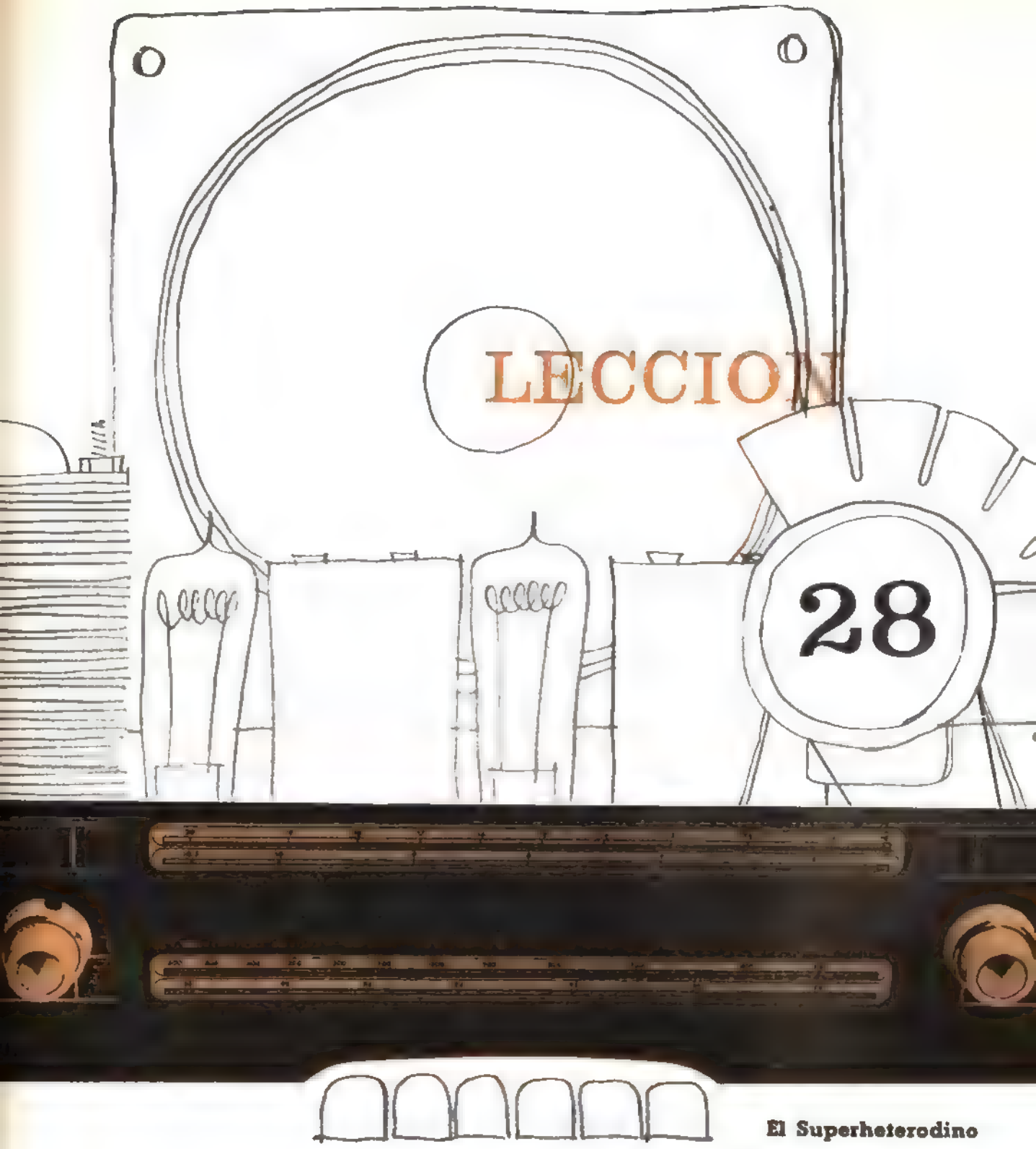
También es preciso tener muy en cuenta que los conductores que van unidos a la placa y a la rejilla de un mismo pentodo deben estar separados todo lo posible, pues de otra forma aumentaría la capacidad C_{gp} de la válvula; por lo que a evitar las oscilaciones se refiere, nada habríamos conseguido con elegir el pentodo en lugar del triodo.

Lamentablemente, por muchas que sean las precauciones que se tomen, es difícil conseguir un funcionamiento correcto para las frecuencias más altas.

En la gama de ondas cortas, el receptor de radiofrecuencia sintonizada no resulta efectivo, debido sobre todo a las grandes dificultades que se encuentran para conseguir un funcionamiento estable. En la próxima lección veremos cómo se eliminan tales dificultades.



Disposicion y aspecto de los diversos elementos que intervienen en la parte de alta frecuencia de un receptor de R.F. sintonizada.



LECCION 28

El Superheterodino

Heterodinaje

El paso conversor

Ganancia de conversión

Conversores a válvulas

Montaje de un generador RF-BF. Segunda parte

El paso conversor. Heterodinaje. Acción del paso conversor. Osciladores utilizados. Ganancia de conversión. Válvulas conversoras y válvulas osciladoras-conversoras.

EL SUPERHETERODINO

En teoría, la sensibilidad de un receptor de R.F sintonizada puede aumentarse a medida de nuestros deseos sin más que añadir sucesivos pasos sintonizados, de acuerdo con el procedimiento estudiado en la lección anterior. Sin embargo, en la práctica, se presentan algunos inconvenientes: por una parte, las diversas secciones del tándem no tienen la misma capacidad para una determinada posición del eje de arrastre (defecto que, según hemos visto, puede corregirse con los *trimmers*); por otra parte, las variaciones de capacidad que experimenta cada sección al girar el eje no son rigurosamente iguales. Y si bien estas diferencias son menos notables que las anteriores, son mucho más difíciles de corregir.

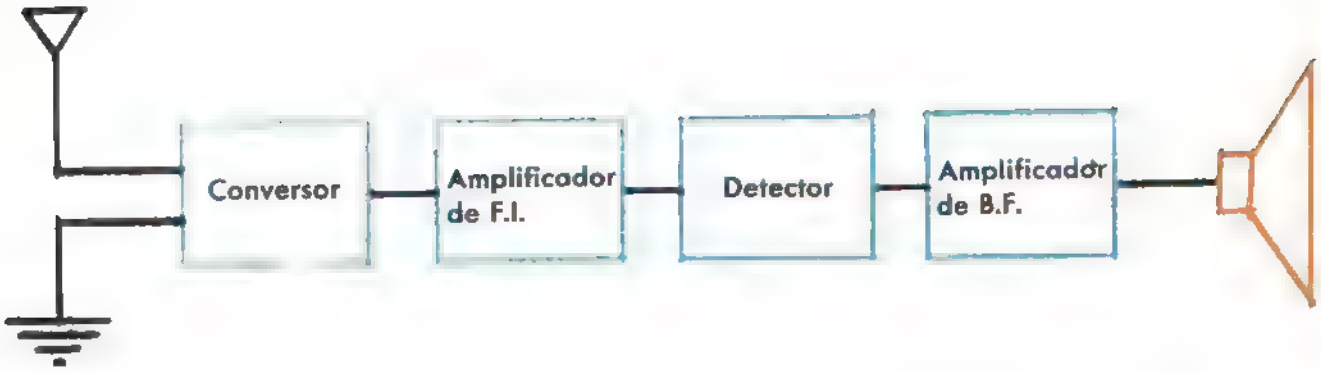
En definitiva: es fácil comprender que los diversos pasos sólo estarán ALINEADOS para la frecuencia que se haya sintonizado con ayuda de los *trimmers*. Decimos que los pasos están alineados cuando todos ellos presentan la misma frecuencia de resonancia.

Si intentáramos sintonizar otra frecuencia cualquiera, girando para ello el mando de los condensadores en tándem, cada uno de los pasos queda, en realidad, sintonizado a una frecuencia ligeramente distinta de la de los demás, lo cual repercute en una disminución tanto de la sensibilidad como de la selectividad. Este efecto nocivo es tanto más notable cuanto más pasos sintonizados contenga el receptor, razón por la cual no es aconsejable en la práctica que un receptor de R.F. sintonizada conste de más de tres pasos.

Este inconveniente, más el que hemos apuntado en la lección anterior acerca de la inestabilidad que presenta este tipo de receptor cuando trabaja con frecuencias altas, es motivo de que actualmente se le haya sustituido por el superheterodino, receptor en el que se han eliminado los inconvenientes apuntados..., o al menos se han reducido en alto grado.

¿Cómo puede eliminar estos inconvenientes el superheterodino? En síntesis, lo que ocurre en él es lo siguiente: la señal que se pretende sintonizar queda convertida, *cualquiera que sea su frecuencia*, en otra señal de frecuencia más baja, y *siempre constante*, denominada FRECUENCIA INTERMEDIA (F.I.). Esta señal de F.I. queda modulada de la misma forma que la señal de entrada. Acto seguido, la señal de frecuencia intermedia se amplifica convenientemente (en un *amplificador llamado de F.I.*, formado por varios pasos sintonizados) antes de ser detectada. El amplificador de F.I. tiene los pasos sintonizados a una frecuencia fija. ¿Consecuencia...? Que desaparece el inconveniente antes apuntado referente a poder lograr un alineamiento perfecto del aparato. Por otra parte, la frecuencia de la señal de F.I., a pesar de seguir siendo de alta frecuencia, puede ser relativamente baja, con lo cual desaparece el problema de la inestabilidad. La conversión en señales de frecuencia intermedia de las señales recibidas en antena tiene lugar en un paso especial del receptor, denominado PASO CONVERSOR.

Además de estos pasos especiales, un superheterodino consta, desde luego, de un paso detector y de un amplificador de B.F., amén de una fuente de alimentación. Vea, pues, que en un superheterodino encontramos los mismos bloques funcionales que nos son conocidos, y que en nada difieren de los que llevamos estudiados. Nuestro conocimiento del superheterodino será completo si conseguimos descubrir los secretos de estos nuevos pasos (conversor y un amplificador de F.I.) que son el alma de este tipo de receptor.



Bloques funcionales de un superheterodino.

He aquí la acción específica del paso conversor: cualquier señal de alta frecuencia que llega a él es convertida en otra de frecuecia más baja y constante denominada frecuencia intermedia (F.I.).

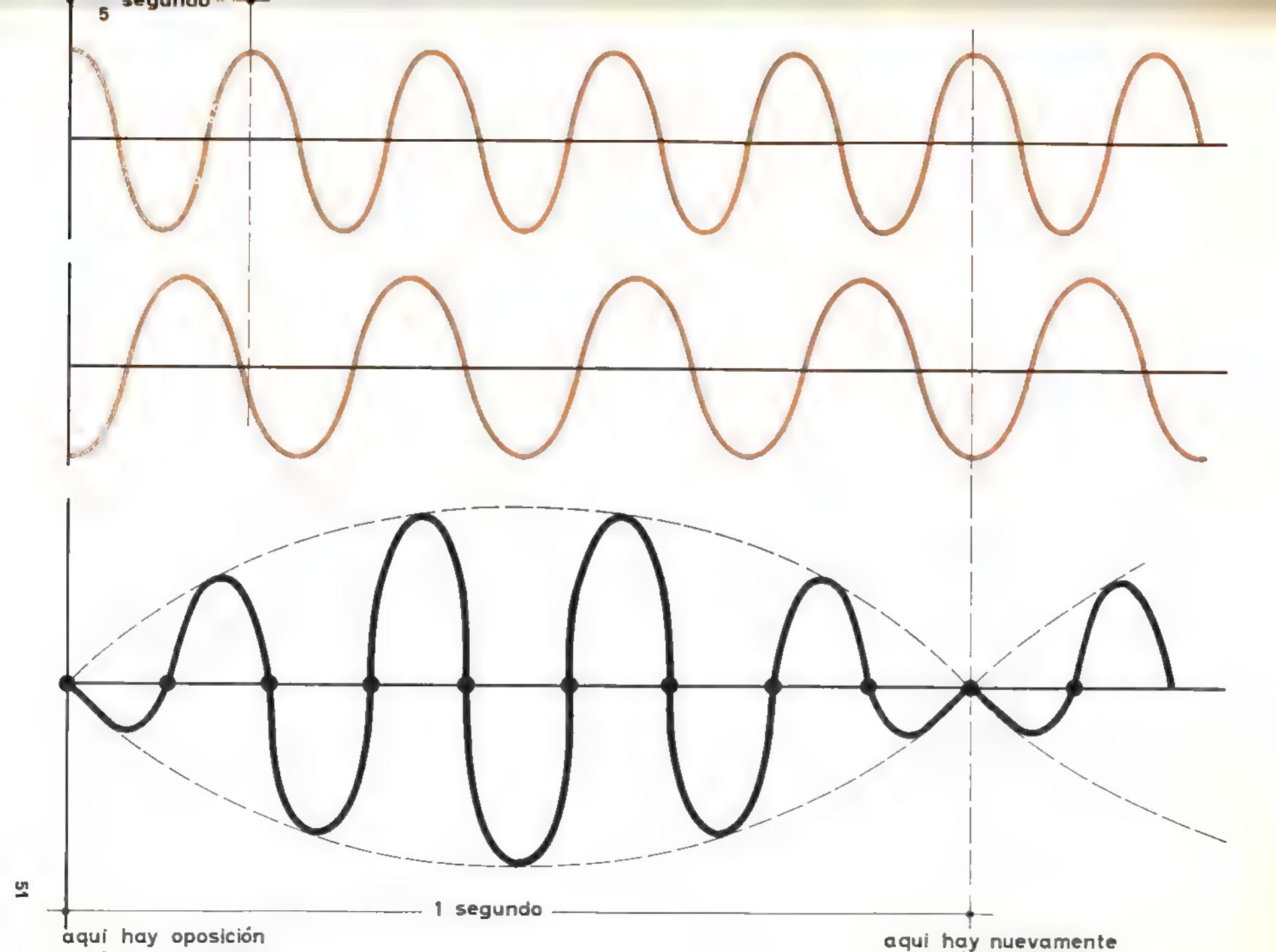
PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL PASO CONVERSOR. HETERODINAJE

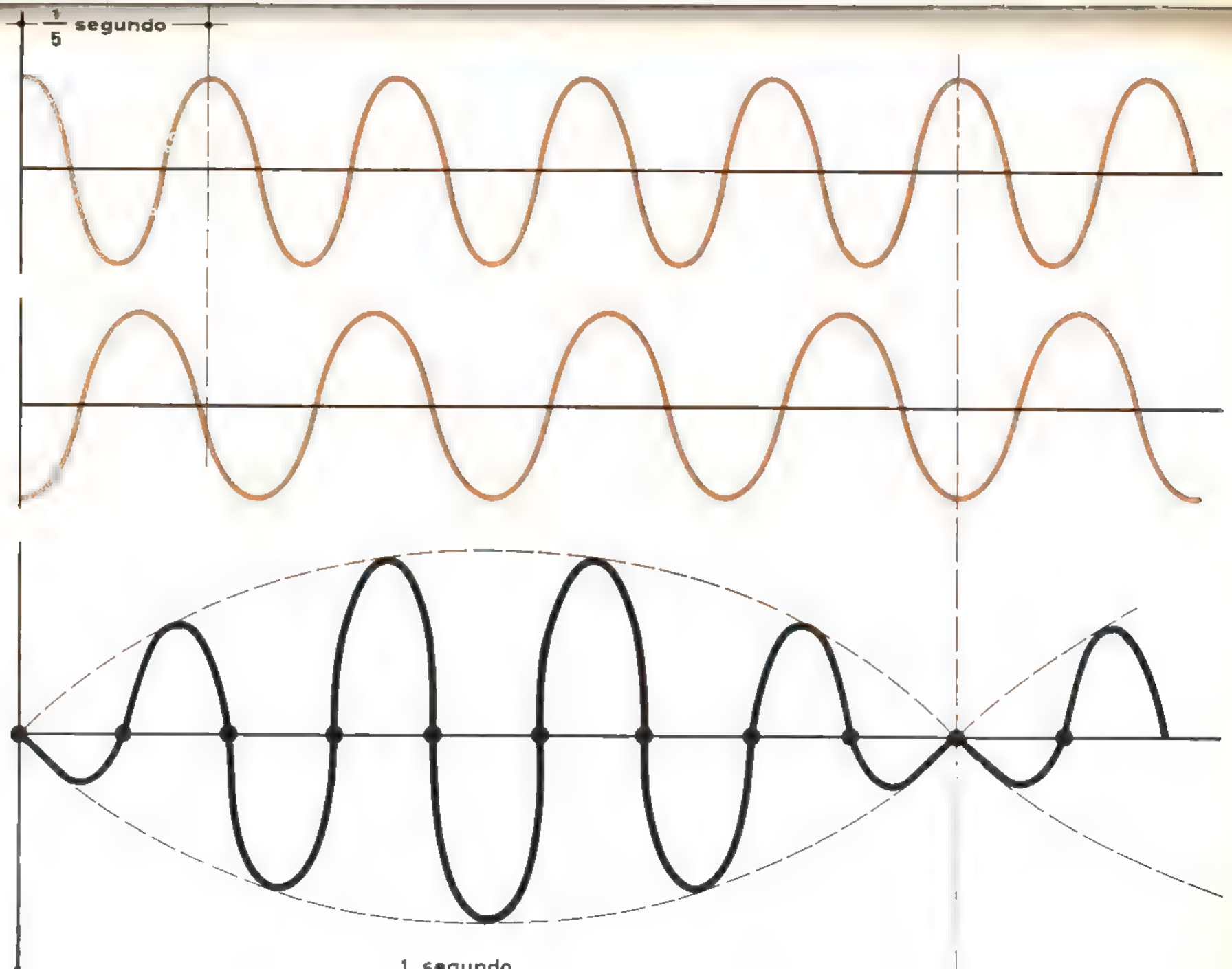
El fundamento del paso conversor se encuentra en los fenómenos que tienen lugar cuando un circuito es recorrido por corrientes de distinta frecuencia.

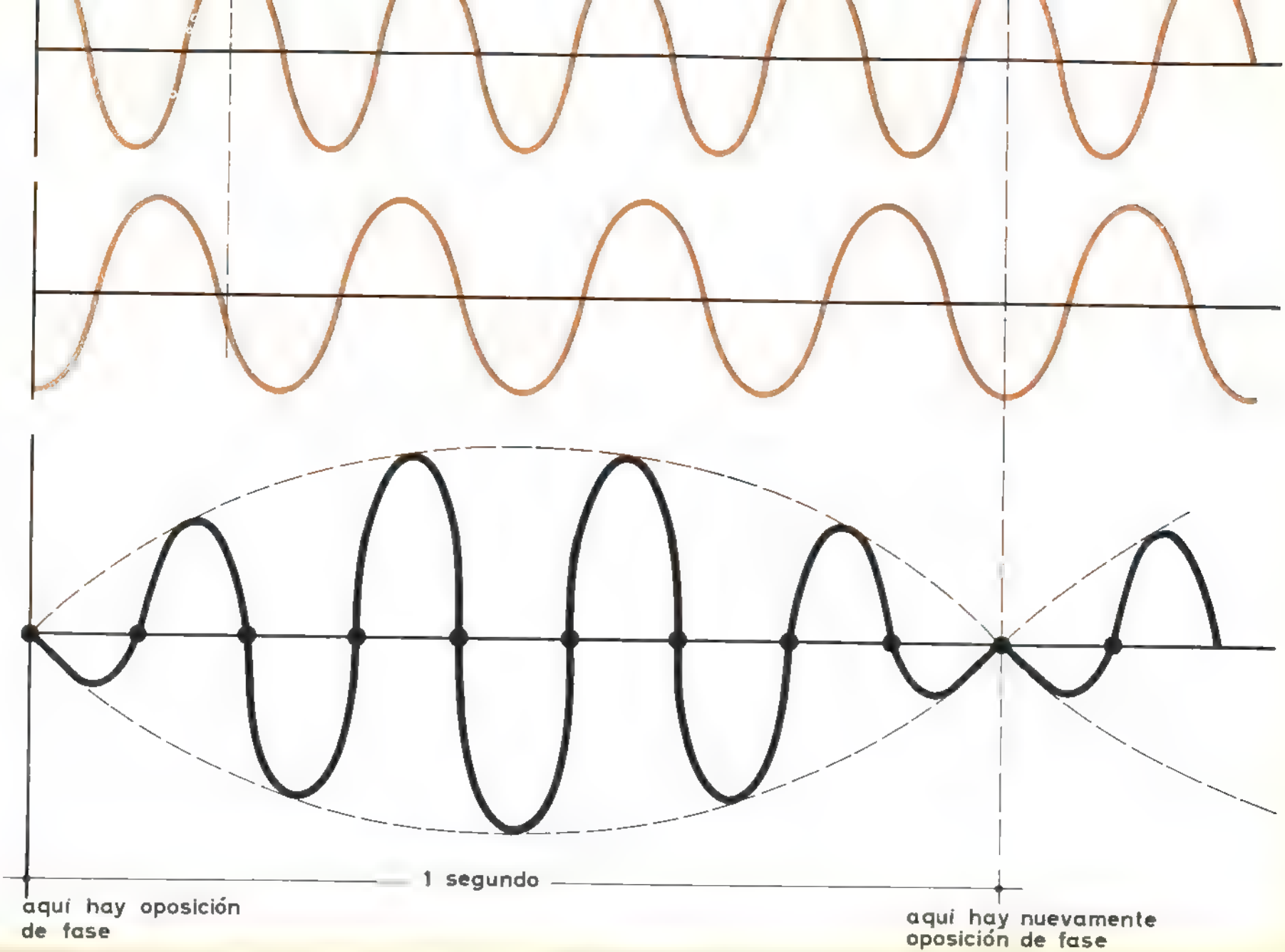
En lecciones anteriores hemos explicado lo que ocurre cuando un circuito está recorrido por corrientes de *igual frecuencia*. Conviene recordar que entonces dijimos que si las corrientes se hallaban en oposición de fase se restaban sus amplitudes; la corriente resultante tenía una amplitud igual a la diferencia de amplitudes. Por tanto, si eran las corrientes de igual amplitud, se anulaban necesariamente.

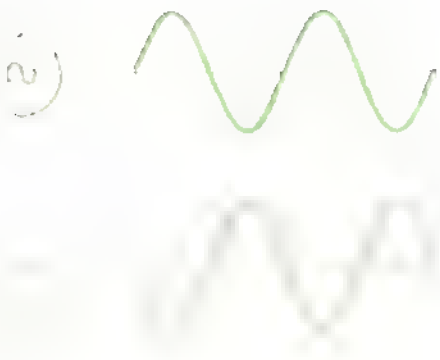
Sucede, como es evidente, que si las corrientes son de distinta frecuencia no puede hablarse de que estén en oposición de fase, ya que la posición relativa de los máximos o los mínimos varía continuamente. De todas formas, puede asegurarse que a intervalos regulares, y por un instante, llegan a estar en oposición de fase; en este instante, *si las dos corrientes de distinta frecuencia son de igual amplitud*, se anulan.

Veamos un ejemplo. Podemos suponer que un circuito está recorrido por una corriente alterna de 5 c/s y otra de 4 c/s. Ambas corrientes son de igual amplitud. En un instante dado la primera presenta un máximo positivo y la segunda un máximo negativo; es decir, están en oposición de fase. La corriente resultante es nula en ese momento. Un quinto de segundo después, la primera onda vuelve a presentar un máximo positivo; pero la segunda, que varía más lentamente, no ha alcanzado


5
segundo
1 segundo
aqui hay oposición
aqui hay nuevamente


1/5 segundo
1 segundo


1 segundo
aquí hay oposición de fase
aquí hay nuevamente oposición de fase



Ninguna corriente atraviesa la resistencia

Dos ondas de igual amplitud y frecuencia se anulan si están en oposición de fase.

Corriente que atraviesa la resistencia

Dos ondas de igual amplitud y distinta frecuencia dan lugar a otra onda cuya amplitud varía anulándose con una frecuencia igual a la diferencia de las frecuencias de las ondas componentes.

todavía su máximo negativo. Por tanto, no se producirá oposición de fase y la corriente tampoco se anula en este instante. Lo mismo ocurre al cabo de dos quintos de segundo, tres quintos de segundo, etcétera. Al cabo de un segundo, sin embargo, la primera onda ha efectuado cinco ciclos completos, y la segunda cuatro ciclos, también completos.

¿Qué consecuencias comporta el hecho que acabamos de describir? Observe que la oposición de fase se da, en el ejemplo elegido, a intervalos de un segundo; cada segundo, pues, estamos ante un nuevo valor nulo. Dicho de otra manera: la corriente resultante es una onda cuya amplitud se anula a intervalos de un segundo. Tal circunstancia indica que se ha producido un FENÓMENO DE HETERODINAJE o de BATIDO.

Advierta un hecho importante: las dos corrientes que dan lugar al batido son, respectivamente, de 5 c/s y 4 c/s, y la frecuencia con que varía la amplitud de la onda resultante es de 1 c/s: *precisamente la diferencia de frecuencias de las dos corrientes de origen.* Es decir: 5 c/s — 4 c/s = 1 c/s.

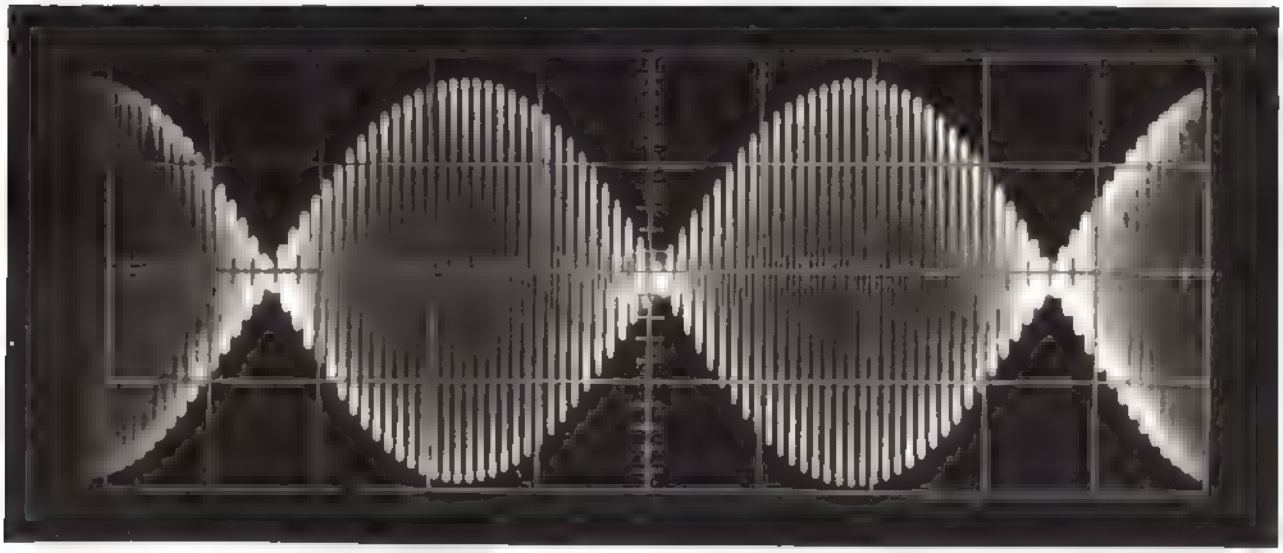
El hecho anterior es completamente general, lo que nos permite afirmar que LA SUMA DE DOS ONDAS SENOIDALES DE DISTINTA FRECUENCIA DA COMO RESULTADO OTRA ONDA, CUYA AMPLITUD VARÍA PERIÓDICAMENTE CON UNA FRECUENCIA IGUAL A LA DIFERENCIA DE FRECUENCIA DE LAS ONDAS COMPONENTES. RECIBE EL NOMBRE DE FRECUENCIA DE BATIDO O FRECUENCIA HETERODINA.

Por tanto, el batido entre una onda de 500 Kc/s y otra de 600 Kc/s da lugar a una onda cuya amplitud varía con una frecuencia de 100 Kc/s. En tal caso ésta será la llamada frecuencia heterodina.

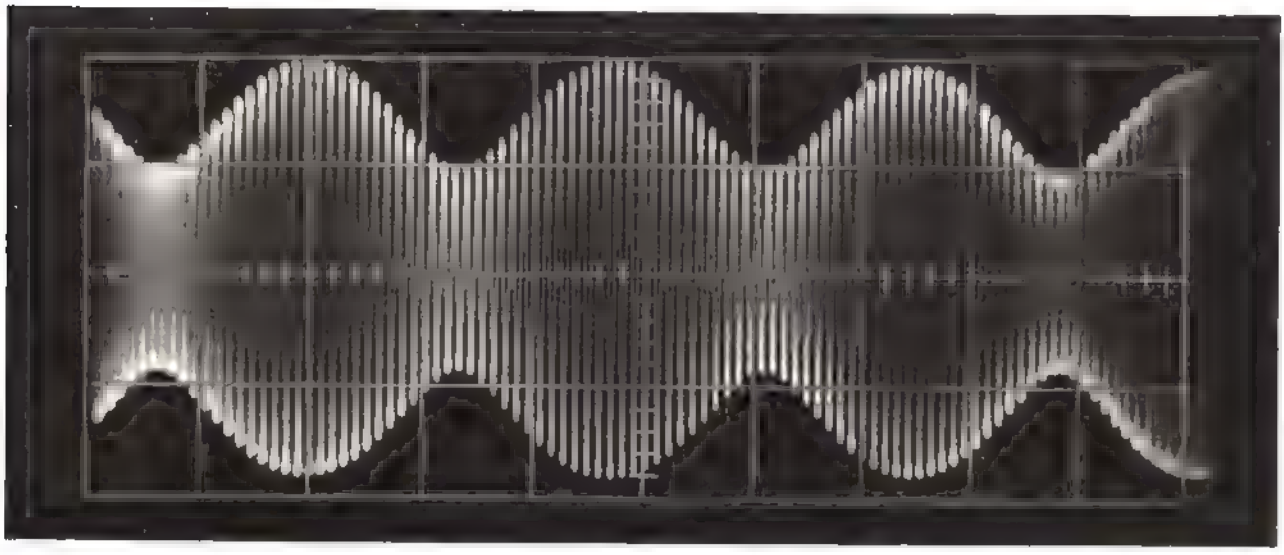
Si una de las dos ondas correspondientes tiene mayor amplitud que la otra, en la onda resultante la amplitud de los picos positivos o negativos no llega a anularse por completo; cosa lógica, puesto que en los momentos de oposición de fase se restan las amplitudes.

La amplitud de la onda de batido parte de un valor determinado y aumenta o disminuye de acuerdo con la frecuencia de batido. Esta circunstancia es fácil de advertir en las fotografías adjuntas, tomadas de la pantalla de un osciloscopio.

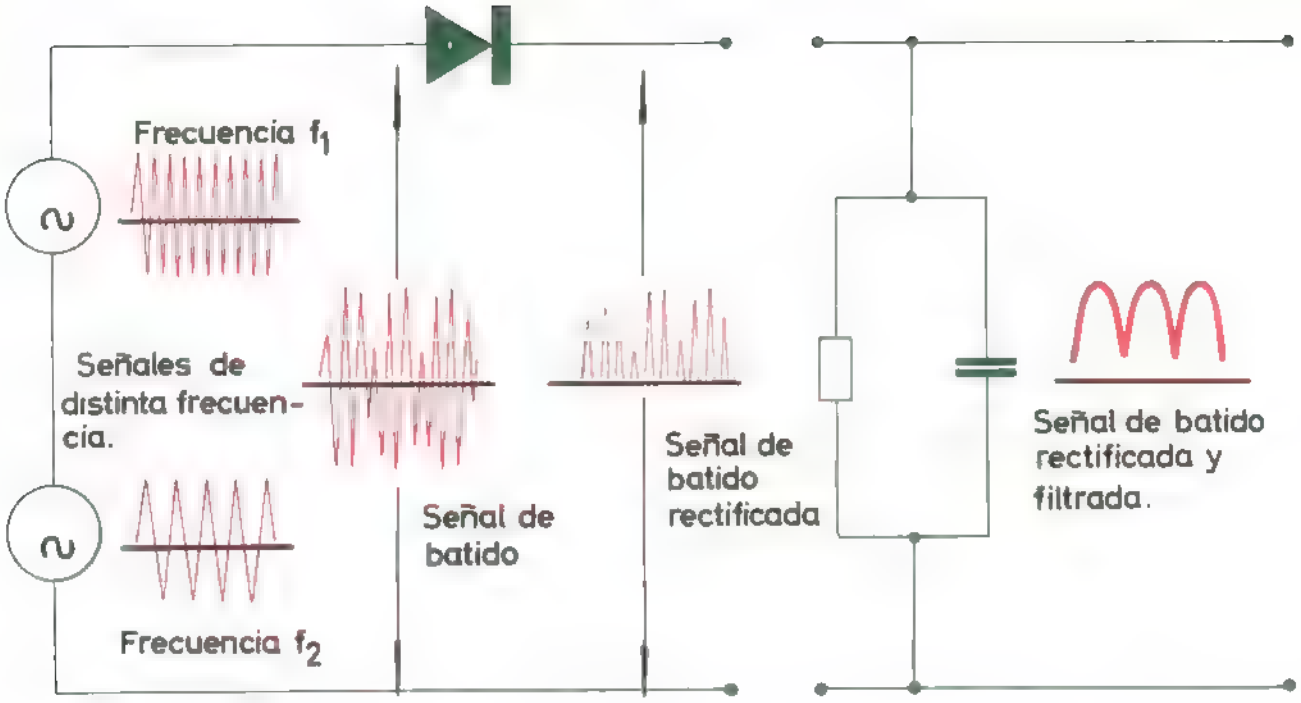
A pesar de que hablamos de la *frecuencia de*



Caso en que las dos ondas que se mezclan tiene igual amplitud.



Caso en que una de las dos ondas es de mayor amplitud.



batido, debemos tener en cuenta que esta expresión no se refiere a la frecuencia de la onda resultante del batido, ni corresponde en realidad a onda alguna. Es sencillamente, repetimos, *la frecuencia con que varía la amplitud máxima de los semiciclos de la onda resultante*.

El interés del fenómeno reside en la facilidad con que puede obtenerse una onda cuya frecuencia sea la de batido. Para ello sólo es preciso someter la onda resultante a un proceso de detección.

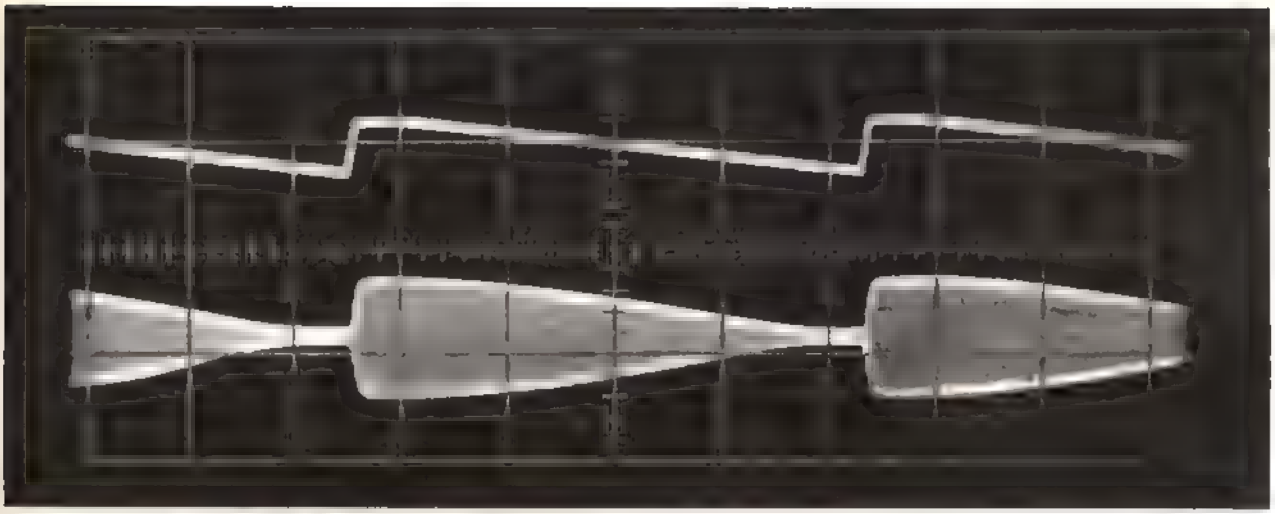
En efecto: si rectificamos la onda resultante con objeto de eliminar, por ejemplo, los picos negativos, obtendremos el resultado indicado en la figura. Es decir: una onda que sigue las variaciones de amplitud de los sucesivos picos positivos y que, por tanto, tiene la frecuencia de batido.

Para conseguir un resultado óptimo será suficiente que la constante de tiempo del detector tenga un valor adecuado, tal y como se explicó en la lección 13.

HETERODINAJE NO ES IGUAL A MODULACION

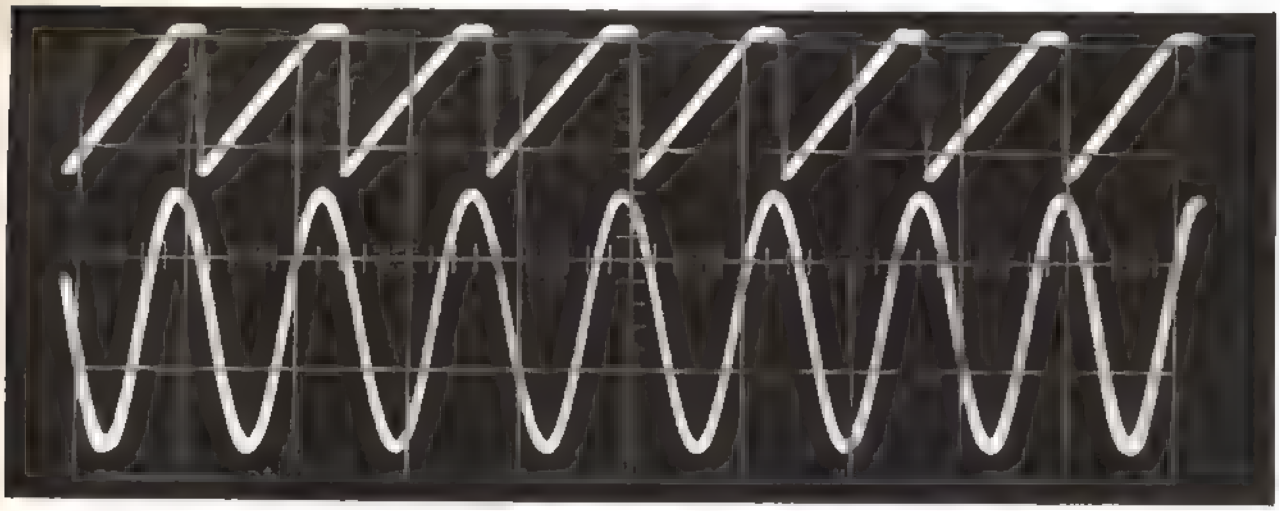
Todo lo dicho quizá pueda llevarnos a suponer que modulación y heterodinaje sean un mismo fenómeno, pero en realidad son completamente distintos. Aunque una onda modulada en amplitud y la onda resultante del batido de otras dos puedan tener un aspecto muy parecido, conviene tener en cuenta que en el primer caso la amplitud de una de las ondas (la de más frecuencia, o sea la portadora) varía al mismo ritmo (con la misma frecuencia) de la otra señal moduladora. Por lo contrario, cuando tiene lugar un fenómeno de heterodinaje, las variaciones de amplitud siguen el ritmo marcado por la diferencia de las frecuencias de las ondas componentes.

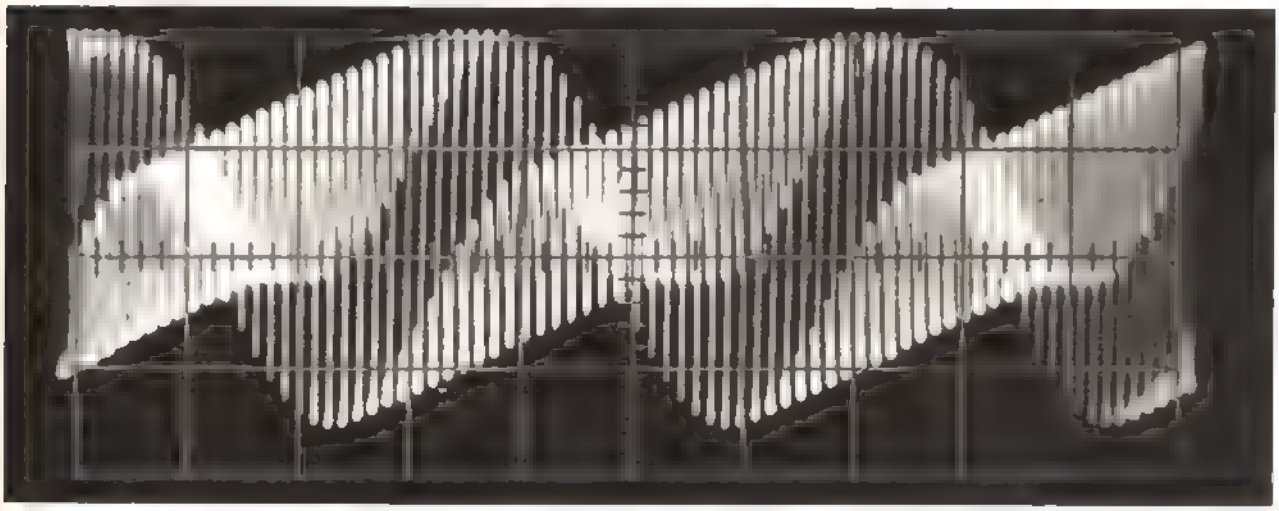
Podemos aclarar aun más los conceptos. En el caso de que haya modulación, las variaciones de amplitud tienen exactamente la forma de la señal moduladora. En cambio, las variaciones de amplitud a consecuencia del batido de dos señales pueden tener formas distintas, según sea la forma de las propias ondas que intervienen en el fenómeno. Si el batido tiene lugar entre dos ondas senoidales, las variaciones de amplitud no siguen la ley del seno, como puede apreciarse en las fotografías.



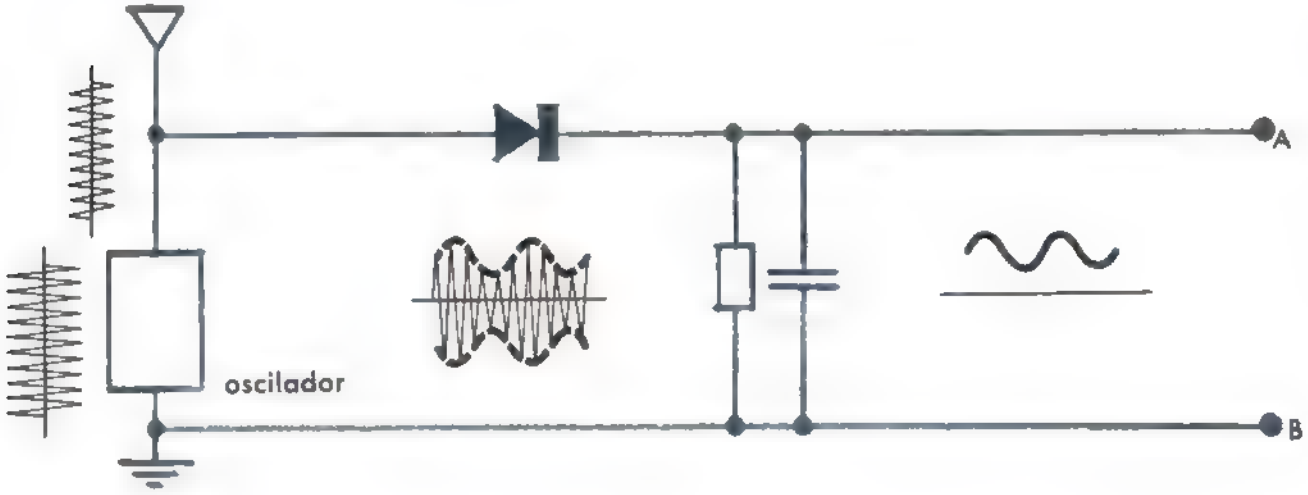
La fotografía superior muestra (en la parte de abajo) el resultado de modular la onda senoidal con la de dientes de sierra, pudiéndose apreciar que el contorno tiene exactamente la forma de la onda moduladora (que aparece en la parte de arriba).

Señal de batido correspondiente a las ondas de la foto central.





De todas formas, el hecho definitivo que nos nporta es que del batido de dos señales de disinta frecuencia puede obtenerse, mediante un proceso de detección, otra señal que, aunque no es senoidal, tiene frecuencia distinta a la de las otras dos señales. En este principio se basa el PASO CONVERSOR de un superheterodino, indicado en el gráfico adjunto y que sólo tiene valor simbólico.

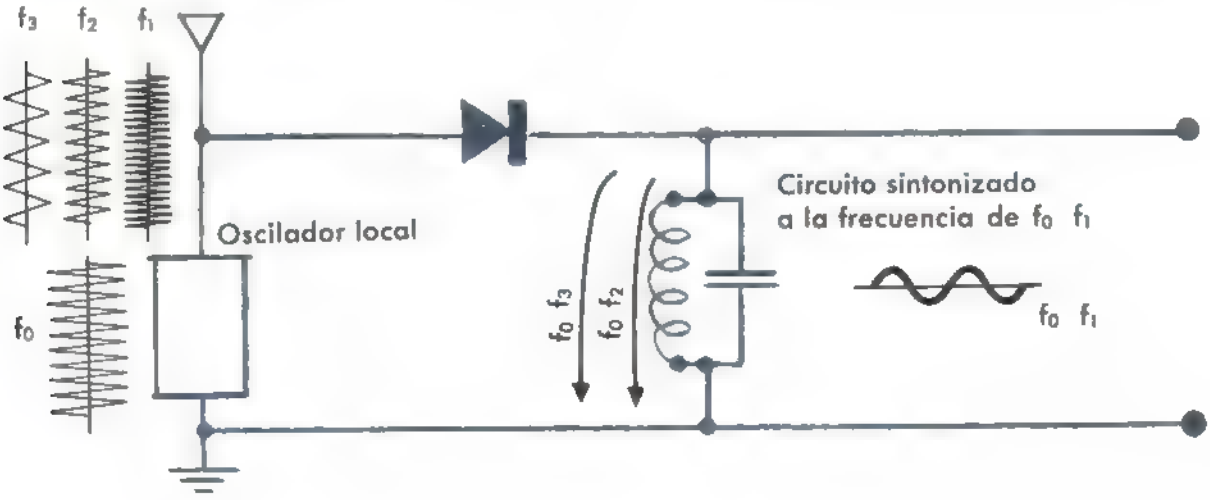


Las señales de frecuencia f_1, por ejemplo, recibidas por la antena, se mezclan con las que se generan en un oscilador, contenido en el aparato, denominado OSCILADOR LOCAL u OSCILADOR INTERNO. Digamos que su frecuencia es f_0. De esta forma se obtiene el batido entre ambas señales; y una vez detectada la onda resultante tendremos entre los terminales AB una señal cuya frecuencia será $f_0 - f_1$.

Claro que si, además de la señal de frecuencia f_1, llegan por la antena otras señales de frecuencia f_2, f_3..., etc., cada una de ella producirá también un batido con la frecuencia f_0, y consecuentemente en los terminales AB no sólo aparecerá la señal $f_0 - f_1$, sino también señales de frecuencia $f_0 - f_2$, $f_0 - f_3$, etc.

En las condiciones anteriores el sistema carece de selectividad. Sin embargo, para evitar este inconveniente basta sustituir el grupo RC del sistema detector por un grupo LC sintonizado a la frecuencia de batido que queramos seleccionar.

Supongamos, por ejemplo, que por la antena se



reciben tres señales: una de ellas es de $f_1 = 600$ Kc/s; otra es de $f_2 = 700$ Kc/s y la tercera es de $f_3 = 800$ Kc/s. Supongamos también que el oscilador local genera una señal de $f_0 = 1070$ Kc/s. Las frecuencias de batido serán, respectivamente, las siguientes:

$$f_0 - f_1 = 1070 - 600 = 470 \text{ Kc/s}$$
$$f_0 - f_2 = 1070 - 700 = 370 \text{ Kc/s}$$
$$f_0 - f_3 = 1070 - 800 = 270 \text{ Kc/s}$$

Si el circuito resonante LC ha sido sintonizado a la frecuencia de 470 Kc/s, es evidente que sólo aparecerá esta señal en los terminales AB, puesto que las otras señales son cortocircuitadas. Por tanto, de esta forma se ha conseguido la selectividad deseada.

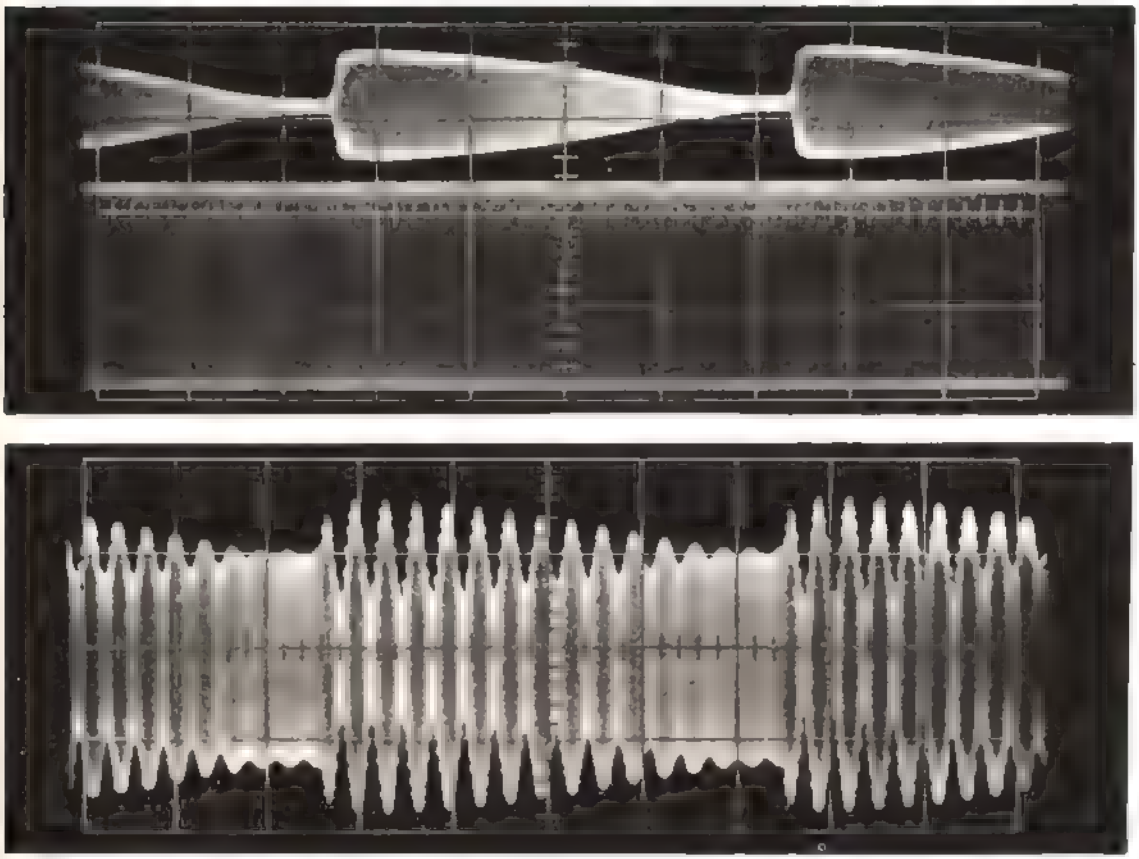
Y vea ahora la razón de la utilidad de este montaje: si queremos seleccionar la frecuencia de batido originada por la señal de 700 Kc/s no es preciso variar la sintonía del circuito LC a fin de ajustarlo a la frecuencia de 370 Kc/s. Basta para ello con modificar la frecuencia de la señal generada por el oscilador local, dándole el valor $f_0 = 1170$ Kc/s. Con ello, las frecuencias de batido serán ahora las siguientes:

$$f_0 - f_1 = 1170 - 600 = 570 \text{ Kc/s}$$
$$f_0 - f_2 = 1170 - 700 = 470 \text{ Kc/s}$$
$$f_0 - f_3 = 1170 - 800 = 370 \text{ Kc/s}$$

Evidentemente, la señal de batido seleccionada ahora es la correspondiente a la señal f_3. Ocurre esto sin que haya necesidad de haber manipulado para nada el ajuste del circuito LC. Este circuito puede estar provisto, por tanto, de un condensador fijo.

De la misma forma cabe decir que si la señal que se quiere seleccionar es la f_2 de 800 Kc/s, hay que ajustar la señal del oscilador local a 1270 Kc/s.

En las fotografías que ofrecemos a nuestros lectores puede apreciarse un detalle fundamental: SI UNA SEÑAL SENOIDAL NO MODULADA SE MEZCLA CON OTRA SEÑAL QUE SÍ LO ESTÁ, LA SEÑAL DE BATIDO ESTÁ TAMBIÉN MODULADA DE LA MISMA FORMA.



Arriba: una señal modulada (parte superior) y otra no modulada (parte inferior). Abajo: señal de batido correspondiente a las ondas anteriores.

Dado, pues, que las señales de batido respectivas se encuentran moduladas exactamente igual que las señales f_1, f_2 y f_3, es evidente que este montaje es capaz de seleccionar cualquier señal recibida en la antena y convertirla en otra señal modulada de la misma manera, pero en la cual la portadora ha sido sustituida por la señal de batido, de frecuencia más baja y constante; es decir: por la que hemos denominado frecuencia intermedia (F.I.).

EL PROBLEMA DE LA SELECTIVIDAD

En el esquema elemental que hemos presentado es evidente que toda la selectividad del conjunto sólo depende del circuito resonante LC, cuya acción, en muchos casos, puede ser insuficiente.

Con el fin de evitar interferencias, las disposiciones oficiales exigen que la diferencia de frecuencias entre las portadoras de dos emisoras que emiten en AM sea de 10 Kc/s como mínimo. Debido a ello cabe la posibilidad de que a la antena de un receptor lleguen con parecida intensidad señales de una emisora que transmite a 600 Kc/s y de otra que lo haga a 610 Kc/s.

Para conseguir seleccionar la señal de 600 Kc/s (suponiendo que el circuito LC esté ajustado a 470 Kc/s), será preciso ajustar el oscilador local a 1070 Kc/s, puesto que $1070 - 600 = 470$ Kc/s. Ahora bien; en la circunstancia planteada en este ejemplo es preciso tener en cuenta que la señal de 610 Kc/s que también llega al receptor daría una señal de batido de frecuencia $1070 - 610 = 460$ Kc/s, demasiado próxima a la frecuencia de resonancia del circuito LC para pretender que la señal pueda ser eliminada de manera efectiva.

He ahí un nuevo problema, que se elimina en cuanto pensamos que en este proceso de conversión las señales no experimentan amplificación alguna. ¿Por qué no hacer seguir inmediatamente después de este paso conversor un amplificador selectivo, ajustado de forma permanente a la frecuencia intermedia deseada? De esta manera, en efecto, se consiguen las necesarias sensibilidad y selectividad.

Como quiera que este amplificador consta en general de varios pasos, sintonizados todos a una frecuencia relativamente baja (casi siempre alrededor de 470 Kc/s) y además constante, puede obtenerse no sólo una elevada ganancia y selectividad, sino también una gran estabilidad.

Sin embargo, conviene no olvidar que las señales de F.I. continúan siendo señales de alta frecuencia modulada. Por consiguiente es preciso someterlas a un nuevo proceso de detección, con objeto de obtener señales eléctricas de B.F. capaces de convertirse en sonidos.

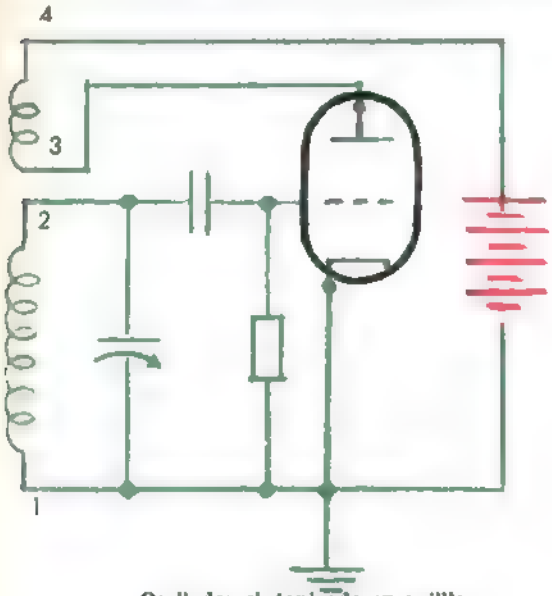
En un superheterodino las señales experimentan, pues, un doble proceso de detección: como resultado del primero aparecen las señales de F.I., y como consecuencia del segundo, las de B.F.

Nota

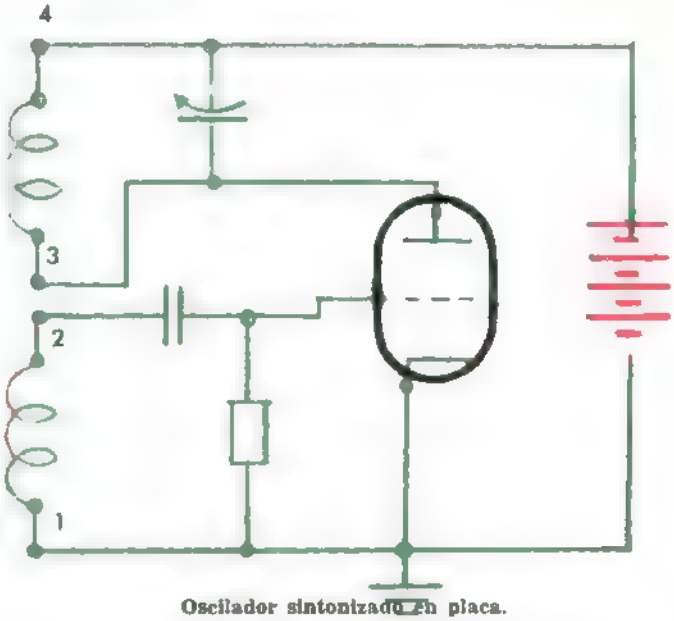
Al final de esta lección encontrará un esquema simbólico donde se ilustra el texto anterior.

OSCILADORES UTILIZADOS EN EL PASO CONVERSOR

Según lo dicho en una lección anterior (lección 14), los osciladores sintonizados en placa o en rejilla son muy utilizados en los receptores superheterodinos. A continuación reproducimos nuevamente los esquemas de principio de estos dos tipos de osciladores.



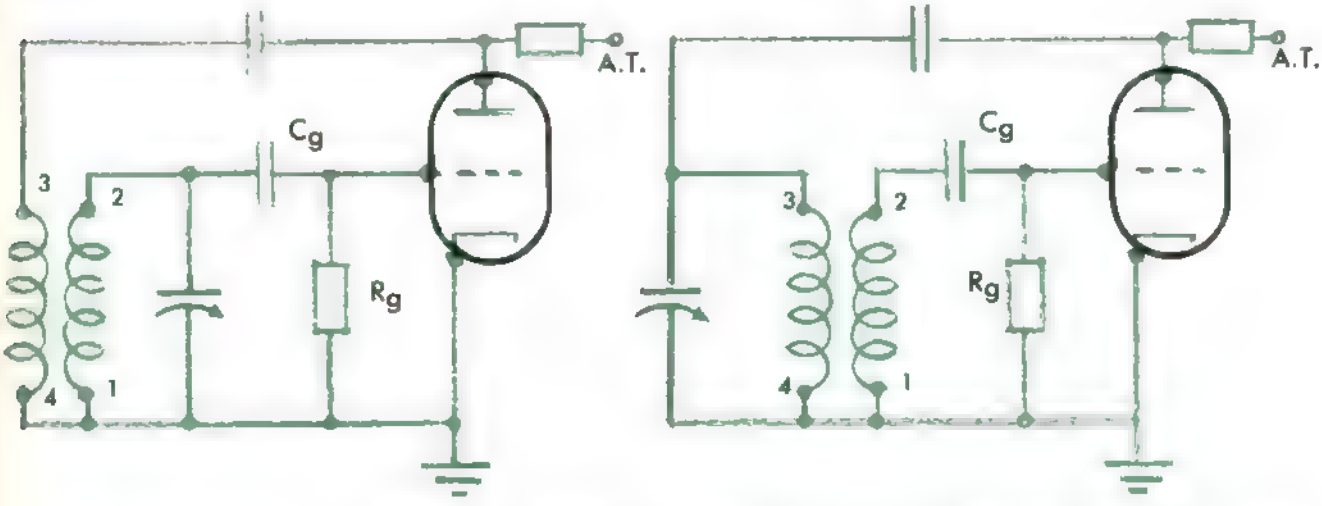
Oscilador sintonizado en rejilla.



Oscilador sintonizado en placa.

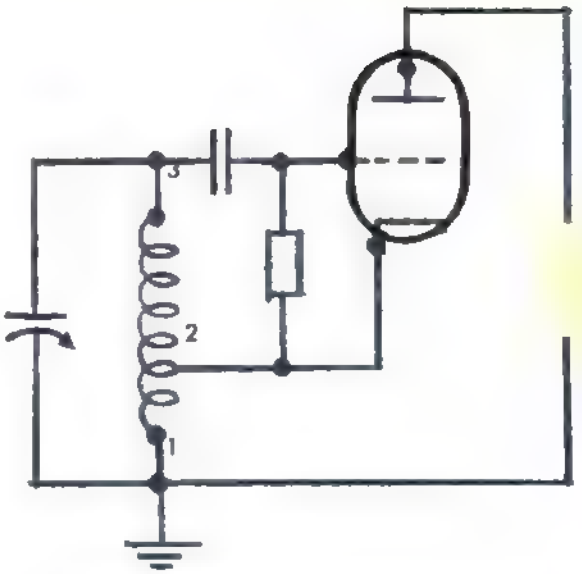
Conviene advertir que estos montajes, en la forma como aparecen en estos esquemas, adolecen de un inconveniente. En efecto: la parte de los bobinados conectada a la placa se halla sometida a la alta tensión de alimentación, y es obvio que por razones de seguridad es conveniente evitar esta circunstancia. Por otra parte, en el oscilador sintonizado en placa podemos comprobar que las dos armaduras del condensador variable se hallan conectadas a la alta tensión, inconveniente muy grave si pensamos que, según sabemos y debido a sus particularidades de construcción, conviene que los condensadores variables tengan una de sus armaduras conectadas a masa.

Los inconvenientes citados pueden remediarse utilizando una resistencia de carga en la placa del triodo y un condensador para eliminar la componente continua. Con estos aditamentos el aspecto que normalmente ofrecen estos osciladores, cuando están destinados a formar parte de un superheterodino, es el que indicamos con los nuevos esquemas.

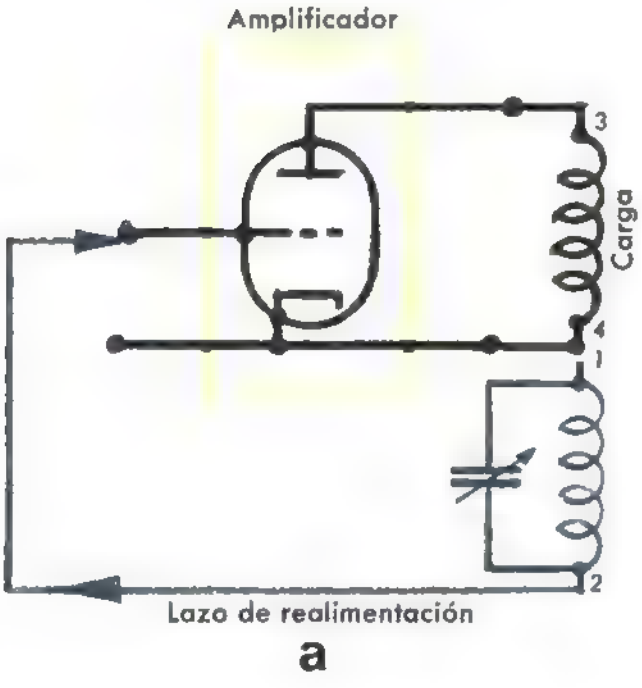


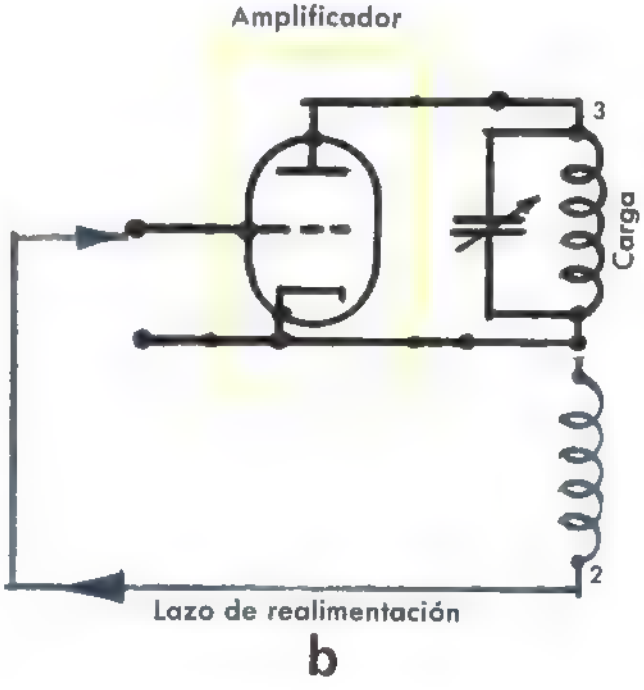
Esta es la forma que normalmente presentan los osciladores sintonizados en placa o rejilla cuando se emplean en un superheterodino.

Existe otro tipo de oscilador, muy utilizado también en los superheterodinos, en el cual el triodo trabaja como amplificador con placa común —a diferencia de los dos anteriores, en que el triodo trabaja como amplificador con cátodo común —. Vea el esquema: los tres osciladores dibujados funcionan según el principio de la realimentación positiva. Por lo que a los dos primeros tipos se refiere (cátodo común), es un hecho conocido que actúan por realimentación positiva, ya que se explicó en la lección 14. Sin embargo, deseamos ponerlo aún más de manifiesto, para lo cual damos unos esquemas simbólicos para corriente alterna. Es decir: son esquemas en los que sólo aparecen los elementos que juegan un papel importante por lo que se refiere a las señales variables. Prescindimos, por tanto, de los elementos que sólo tienen importancia para establecer el valor de las componentes continuas.



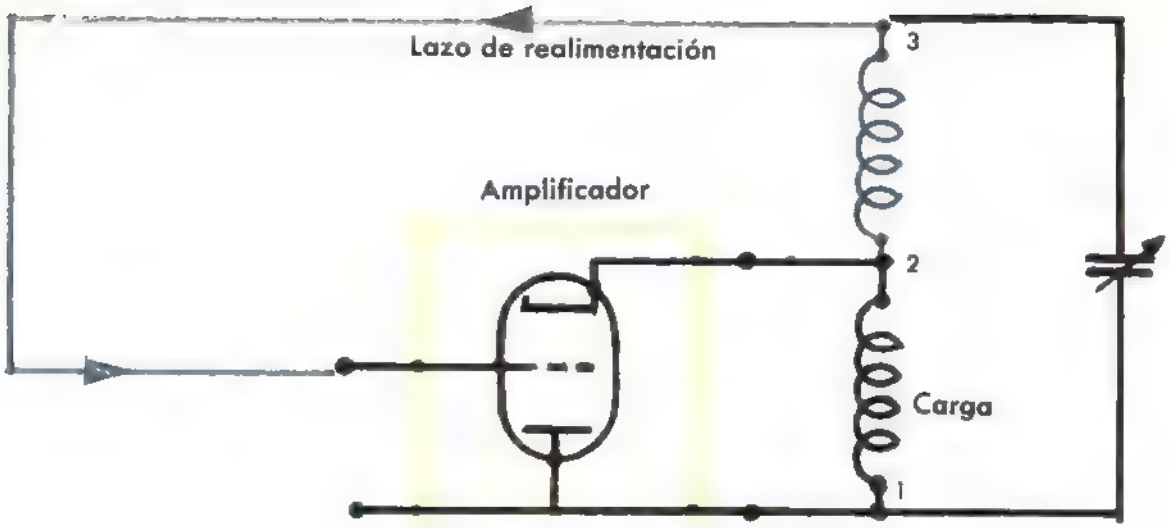
Oscilador a triodo con placa común.





En estos esquemas se aprecia con toda claridad el principio de funcionamiento por realimentación positiva; en el esquema que sigue (que es el circuito equivalente que corresponde al oscilador con triodo con placa común) podemos ver sin dificultad todas las particularidades de funcionamiento de este montaje.

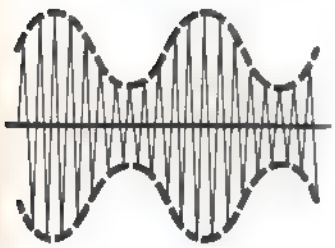
Vemos, en efecto, que el triodo trabaja como amplificador con cátodo común y que se le aplica realimentación positiva.



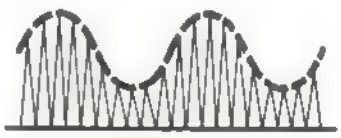
Al estudiar el principio de la conversión de señales quedaron claramente expuestas las ventajas de este procedimiento en lo que se refiere a conseguir receptores de gran sensibilidad y selectividad. Ahora bien; esperamos que haya quedado suficientemente claro que esa gran sensibilidad y selectividad no se consiguen porque el conversor posea estas propiedades en grado elevado, sino porque a continuación de él puede incluirse un amplificador, llamado amplificador de F.I. ¡Este sí puede ser extraordinariamente sensible y selectivo, dadas las especiales condiciones en que trabaja!

Repetimos que toda la selectividad que pueda presentar el paso conversor será debida al único circuito resonante que en él hemos incluido, selectividad que no cabe esperar que sea demasiado grande. En lo que respecta a la sensibilidad, hemos de tener en cuenta que las señales no experimentan proceso de amplificación alguno, sino sólo un proceso de rectificación. ¿Lo recuerda?

En teoría, si la conversión se realiza por medio de un diodo, como hasta aquí hemos supuesto, las señales de F.I. tienen, como máximo, igual amplitud que las señales recibidas por la antena. Esto queda suficientemente aclarado en el gráfico adjunto.



Señal de entrada



Señal de salida rectificada.

Pero usted, acostumbrado a ver cómo siempre se superan las cosas, supone con muy buen criterio que debe ser posible utilizar montajes en los que la señal de F.I. a la salida del paso conversor tenga mayor amplitud que las señales de A.F. aplicadas a la entrada. Ciertamente, es posible y con ello aumenta, en general, la sensibilidad del receptor. Es una mejora siempre muy conveniente.

Para especificar la mayor o menor sensibilidad de un paso conversor puede darse como referencia la llamada *ganancia de conversión*. Esta ganancia es el cociente entre la amplitud de señales de F.I. obtenidas a la salida del paso conversor y la amplitud de señales de A.F. aplicadas a la entrada. Podemos expresarla de la forma siguiente:

$$\text{Ganancia de conversión} = \frac{\text{amplitud de señales de F.I.}}{\text{amplitud de señales de A.F.}}$$

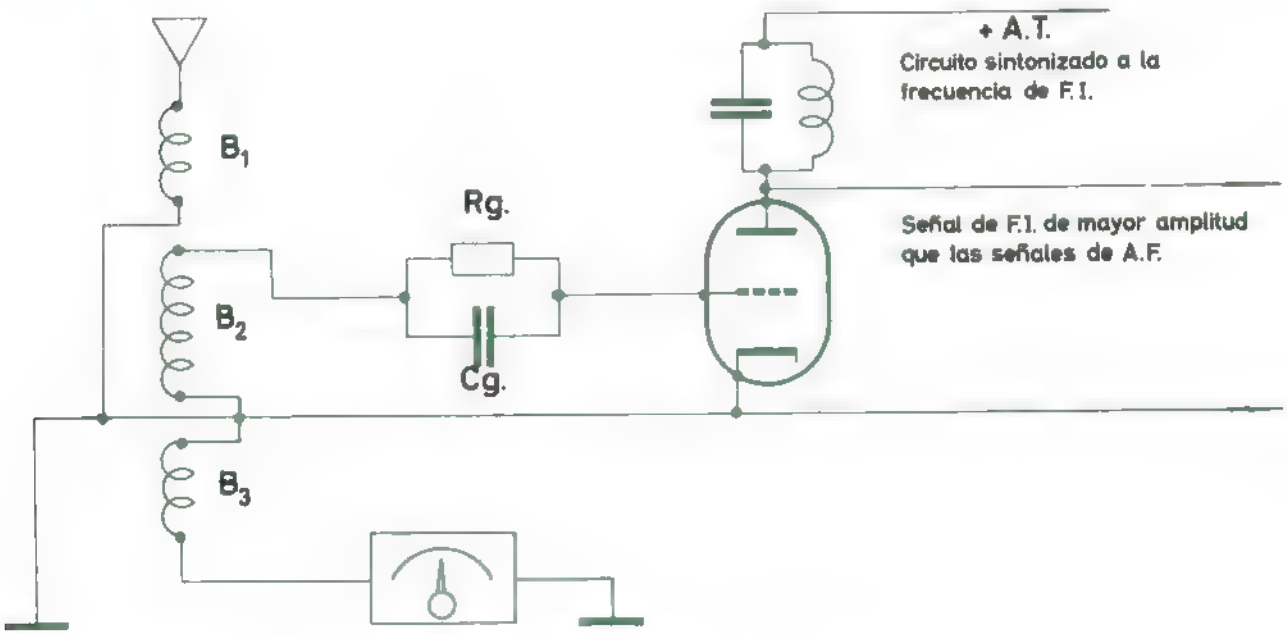
Por lo que llevamos dicho hasta aquí, la ganancia de un conversor a diodo será como máximo igual a la unidad.

Si queremos obtener ganancias de conversión mayores que la unidad, no habrá más solución que utilizar en lugar de diodos válvulas de varios electrodos. Esta solución es análoga a la que nos permitió aumentar la sensibilidad de los detectores, ¿lo recuerda? Aprovecharemos las propiedades de las válvulas termoiónicas para conseguir que éstas no sólo rectifiquen las señales, sino que además, y al mismo tiempo, las amplifiquen.

Las válvulas que se utilizan en los pasos conversores no sólo cumplen esta misión, sino también la de mezclar las señales de A.F. con las generadas por el oscilador local. Por ello estas válvulas reciben indistintamente los nombres de CONVERSORAS O MEZCLADORAS.

CONVERSORES A VALVULAS

Actuemos de acuerdo con nuestro propósito; es decir, conseguir mayor sensibilidad en el paso conversor. Empecemos por observar el esquema que acompaña estas palabras, en el que hemos sustituido el diodo por un detector por rejilla, que, según ya dijimos en la lección 13, es muy sensible.



He aquí el esquema de principio de un paso conversor equipado con un triodo trabajando como detector por rejilla. La constante de tiempo de C_g R_g debe ser mucho menor que en los detectores de B.F.

En este montaje las señales de antena se aplican a la bobina B_1 y las del oscilador local a la bobina B_3.

Las bobinas B_1 y B_3 inducen sus respectivas señales en la bobina B_2. En ésta quedan, por tanto, mezcladas, dando lugar al batido entre ambas. Esta señal es detectada por el triodo, en cuya placa aparece una señal de F.I. modulada en igual forma que las señales recibidas por antena, pero de mayor amplitud. En principio todo responde de maravilla.

Sin embargo, conviene tener presente algún detalle adicional que origina dificultades al normal funcionamiento.

El primer obstáculo o inconveniente está en que la bobina B_3 induce señales no sólo en B_2, sino también en B_1. ¿Qué sucede...? Sencillamente, que las señales del oscilador son radiadas por la antena con peligro de interferir los receptores próximos.

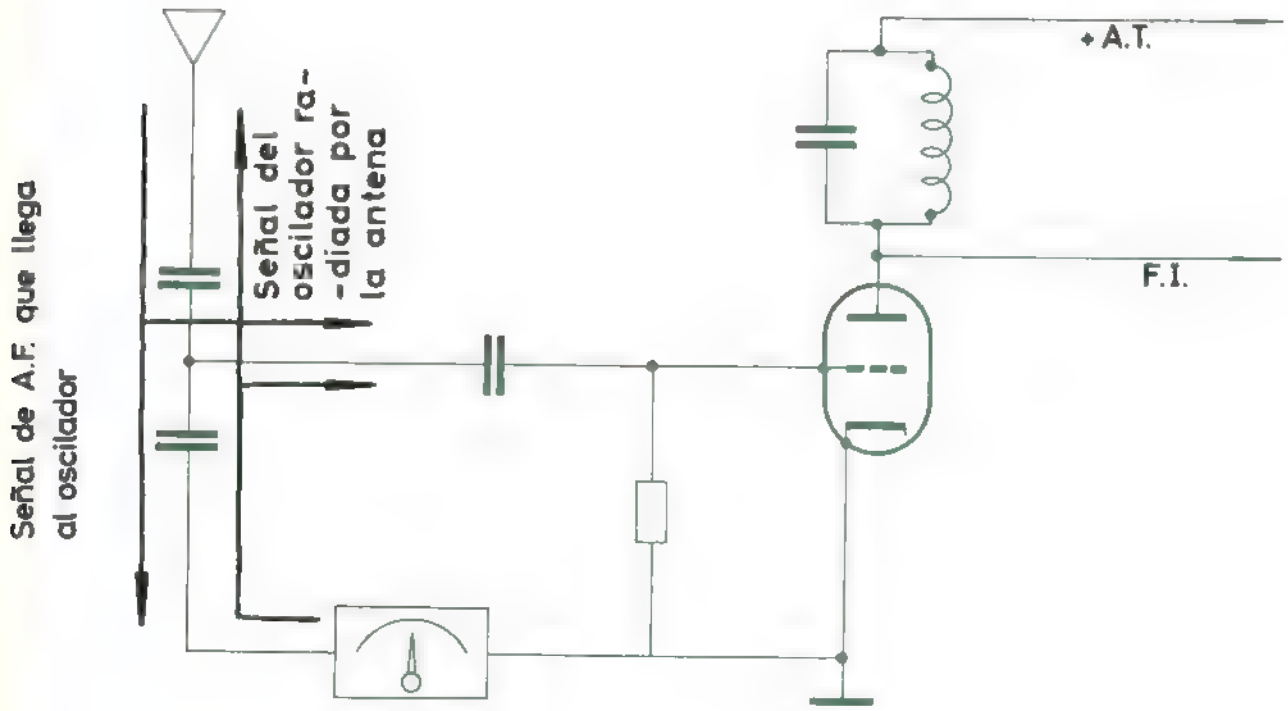
El segundo detalle a tener en cuenta es que también las señales de B_1 aparecen inducidas en B_2. Ello da lugar a un fenómeno que comentaremos más extensamente en otra ocasión. De todas maneras, anticipamos aquí que por su causa varía la frecuencia del oscilador local y por consiguiente su funcionamiento se hace inestable.

Se comprende que estas variaciones en la frecuencia del oscilador local provoquen variaciones de la frecuencia de las señales de F.I. Estos cambios ocasionan pérdidas de sensibilidad, puesto que tales señales no podrán ser amplificadas correctamente más que cuando su frecuencia tenga el valor previsto; es decir, el valor para el que ha sido ajustado el amplificador de F.I.

El inconveniente indicado aparece siempre que las señales de A.F. se introducen de alguna forma en los circuitos del oscilador local. Esto ocurrirá siempre que se pretenda aplicar las señales de antena y las del oscilador local a la misma rejilla de la válvula mezcladora, que es lo que sucede, por ejemplo, en la variante del montaje anterior representado en la figura siguiente.

Además de los inconvenientes mencionados debemos añadir todos los que se dérivan del hecho de utilizar un triodo como amplificador de señales de A.F., inconvenientes que han sido estudiados con anterioridad.

Explicadas todas estas dificultades que se presentan, cabe una pregunta: ¿es posible hallar una solución para obviar estos obstáculos? ¿Pueden ser eliminadas todas estas dificultades? La solución utilizada es el empleo de válvulas con más de una rejilla. Así, por ejemplo, un pentodo puede



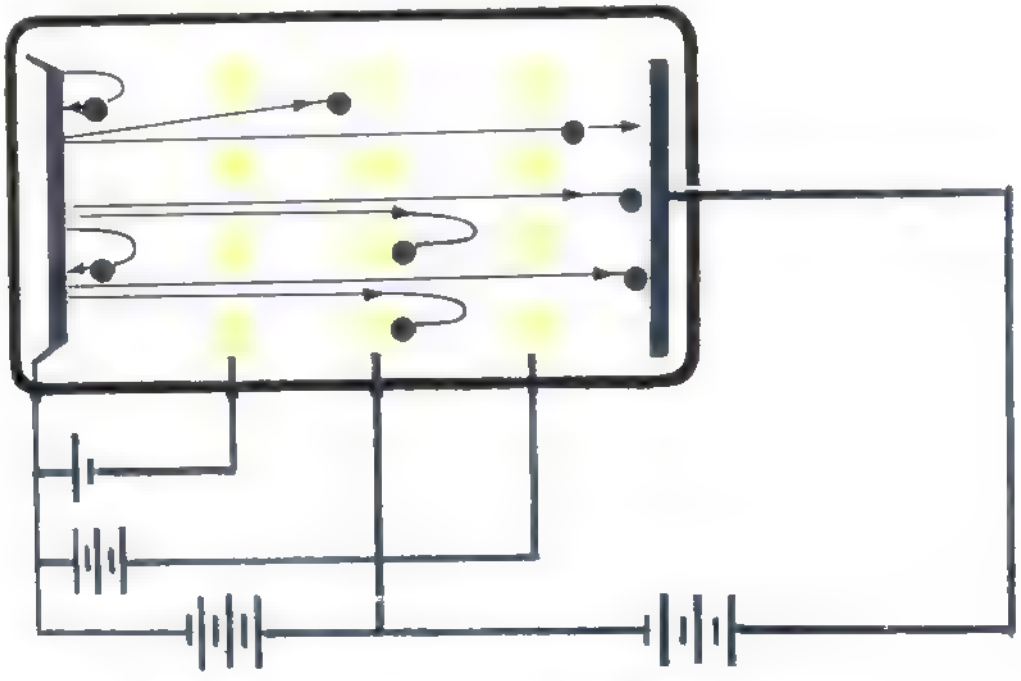
utilizarse como mezclador, siempre y cuando su rejilla supresora no esté unida internamente al cátodo. En tal caso cabe la posibilidad de utilizar la supresora como una segunda rejilla de control. De hacerlo de este modo las señales pueden aplicarse independientemente.

Es fácil comprender que la rejilla supresora puede ejercer sobre el flujo de electrones un efecto similar al de la rejilla de control.

La rejilla supresora se halla calculada de tal forma que cuando su potencial es el del cátodo permite que casi la totalidad de los electrones que se *cuelan* a través de la pantalla alcance la placa. Sin embargo, se comprende que si aplicamos a este electrodo potenciales cada vez más negativos, se tiende a hacer que, en número cada vez mayor, estos electrones retrocedan de nuevo hacia la pantalla.

Resulta, pues, que para un potencial suficientemente negativo la supresora es capaz de impedir de forma radical que cualquier electrón alcance la placa. Conviene hacer notar que la supresora no influye, por lo menos en modo apreciable, en el número de electrones que salen del cátodo. Su efecto es el de repartir ese número entre la placa y la pantalla, desviándolos hacia esta última en cantidad tanto mayor cuanto más negativo sea su potencial.

En última instancia, en relación con la placa, el resultado será: *controlar el número de electrones que llegan a ella*, bien porque se regule el número de electrones que salen del cátodo (acción encomendada a la rejilla de control), bien porque se los desvíe a la pantalla mediante la acción de la rejilla supresora.



He aquí en qué forma tanto la rejilla de control como la supresora pueden regular el número de electrones que alcanzan la placa.

Es evidente que la utilización de un pentodo como conversor elimina los inconvenientes que hemos mencionado en el caso de emplear un triodo. Con el pentodo la mezcla de señales tiene lugar directamente en el flujo electrónico, sin que los circuitos de antena y del oscilador local tengan ningún punto en común a través del cual puedan influirse en lo más mínimo.

El único peligro pudiera estar en la capacidad parásita existente entre la rejilla de control y la rejilla supresora, que hace pensar en la posibilidad de que las señales puedan pasar de uno a otro circuito a través de ella. Por fortuna, esa capacidad es muy reducida, dado que entre ambas rejillas está intercalada la rejilla pantalla.

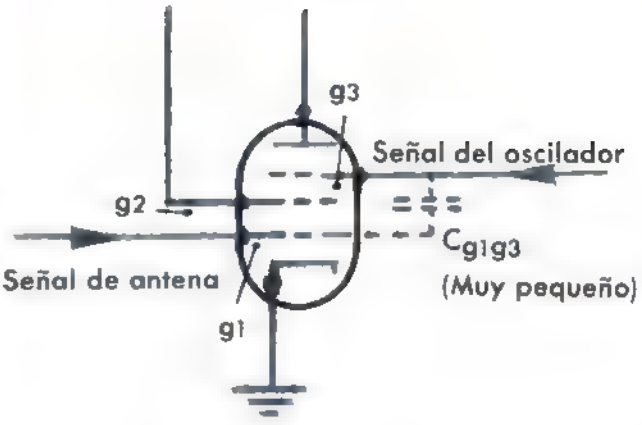
Pero al lado de estas ventajas, el pentodo presenta el inconveniente de contar con una rejilla supresora que no ha sido realmente diseñada para controlar de manera eficaz de flujo electrónico, resultando ser, por tal motivo, una rejilla poco sensible. Es decir, que para conseguir variaciones importantes en la corriente electrónica es preciso que las señales que se apliquen a este electrodo (supresora) sean de gran amplitud.

La poca sensibilidad de la rejilla supresora se debe principalmente a que la malla que la forma es muy amplia en comparación con la de una rejilla de control ordinaria. Esta diferencia puede observarse en las fotografías inmediatas.

Para eliminar este inconveniente pueden construirse pentodos cuya rejilla supresora tenga un control más efectivo sobre el flujo electrónico, es evidente; y para conseguirlo basta (en buena lógica) con fabricarla con malla más tupida. Sin embargo, esta solución sólo es una solución aparente. La realidad nos obsequia con un nuevo inconveniente: las características de funcionamiento del pentodo difieren mucho de las que hemos estudiado hasta ahora.

En efecto; las características estudiadas sólo son válidas cuando la rejilla supresora está diseñada con objeto de eliminar los efectos de la emisión secundaria y sólo en el supuesto de que la rejilla esté unida directamente al cátodo. Ninguna de las anteriores circunstancias se da en el caso propuesto, y por tanto su comportamiento sería bien distinto del que esperamos de un pentodo.

Más concretamente: el comportamiento de los cinco electrodos de la válvula sería similar al comportamiento de dos triodos en serie. El primero, formado por el cátodo, la rejilla de con-

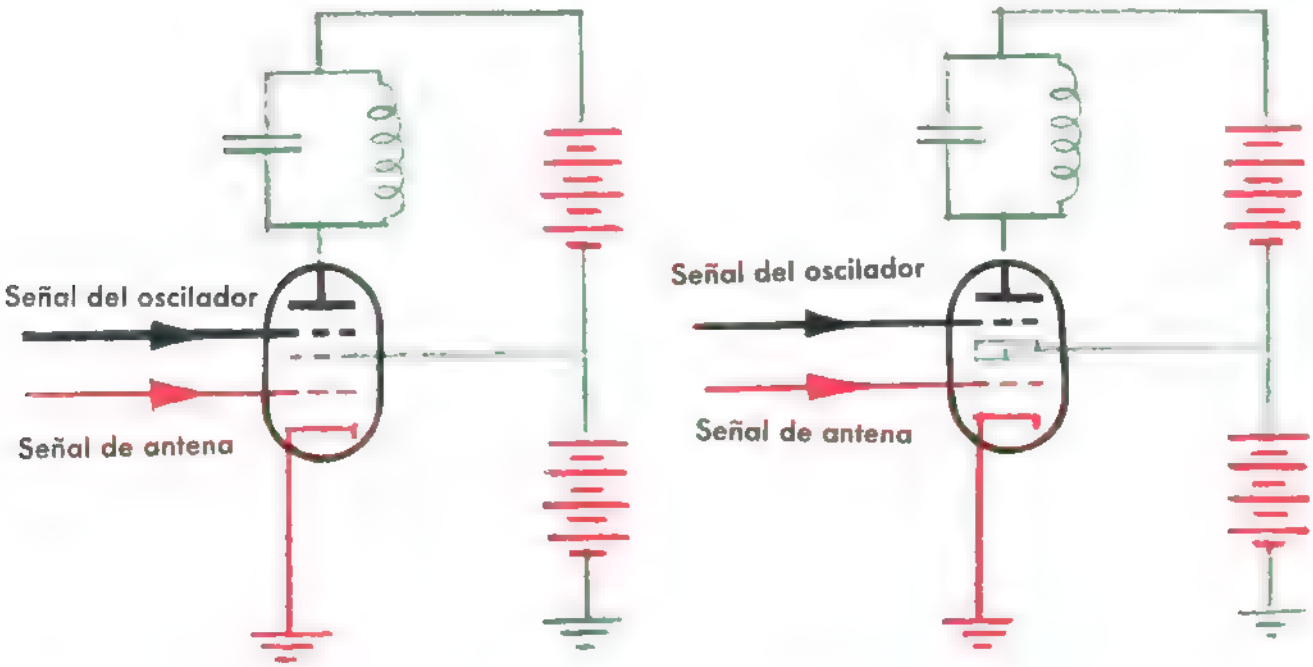


La capacidad parásita C_{g1g3} es muy pequeña y ello evita el peligro de interacción entre los circuitos de antena y el oscilador local.

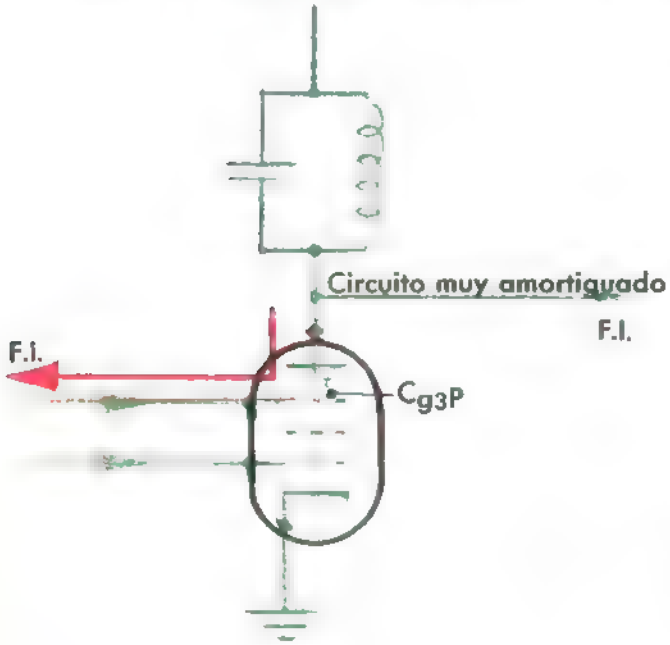
La fotografía ilustra la constitución de una rejilla supresora y de una rejilla de mando.

trol y la pantalla actuando en funciones de placa. El segundo triodo estaría formado por la pantalla actuando de cátodo, la rejilla supresora en funciones de rejilla de control y la placa.

Aunque parezca sorprendente asimilar la pantalla al cátodo, hay que tener en cuenta que eléctricamente, y por lo que se refiere a lo que hemos llamado «segundo triodo», es un electrodo con las siguientes características: ser más positivo que la rejilla y menos que la placa; además, de él *sale un flujo de electrones*. Es decir, lo mismo que ocurre en el cátodo de cualquier triodo.



He aquí cómo un pentodo cuya rejilla supresora se utiliza para controlar el flujo electrónico se comporta de una forma similar a dos triodos montados en serie.



Se comprende ahora que esta solución lleve aparejados algunos de los inconvenientes propios de los triodos.

En primer lugar, la capacidad parásita entre la rejilla g_3 y la placa (C_{g3P}) es bastante grande. Esto da lugar inevitablemente a que las señales de F.I. lleguen al oscilador a través de esa capacidad parásita, lo cual da origen a notables perturbaciones en su funcionamiento. En segundo lugar, cabe advertir que la selectividad propia del circuito resonante conectado a la placa queda reducida por el amortiguamiento que (en comparación con los pentodos y tetrodos) introducen los triodos.

Queda aquí ilustrado los inconvenientes del pentodo como mezclador.
1.º El circuito resonante queda muy amortiguado.
2.º A través de C_{g_3p} las señales de F.I. alcanzan el oscilador.

HEXODO Y HEPTODO

Todos los inconvenientes antes apuntados pueden eliminarse con sólo añadir una nueva rejilla (g_4) a la válvula. Esta nueva rejilla se interpone entre g_3 y la placa, y así se consigue que la capacidad parásita C_{g_3P} quede extraordinariamente reducida. La nueva rejilla g_4 se conecta, en el interior de la válvula, a la rejilla pantalla g_2. De este modo el llamado *segundo triodo* (de los dos que hemos considerado en el funcionamiento del pentodo) queda convertido en un tetrodo. Ante el esquema que lleva incorporado el hexodo puede ver que, en este caso, g_2 hará de cátodo; g_3 de rejilla de mando y g_4 de rejilla pantalla.

Sabemos que los tetrodos tienen gran resistencia interna; por consiguiente, no amortiguan el circuito resonante conectado a la placa.

En conjunto la válvula presenta seis electrodos, motivo por el que recibe el nombre de hexodo.

El único inconveniente de este tipo de válvula es el que deriva de la aparición de los efectos de la emisión secundaria entre la placa y la rejilla g_4. Para evitar este inconveniente se ha razonado como en el caso del tetrodo, raciocinio que, ¿lo recuerda?, nos llevó al pentodo. Es decir, añadimos al hexodo una nueva rejilla (g_5) entre la placa y g_4. Esta nueva rejilla se halla conectada al cátodo de forma permanente. De esta manera, la válvula se convierte en un *heptodo* (siete electrodos); y por lo que respecta a su funcionamiento se trata de una válvula asimilable a un triodo y a un pentodo. La rejilla g_5 ejerce de rejilla supresora.

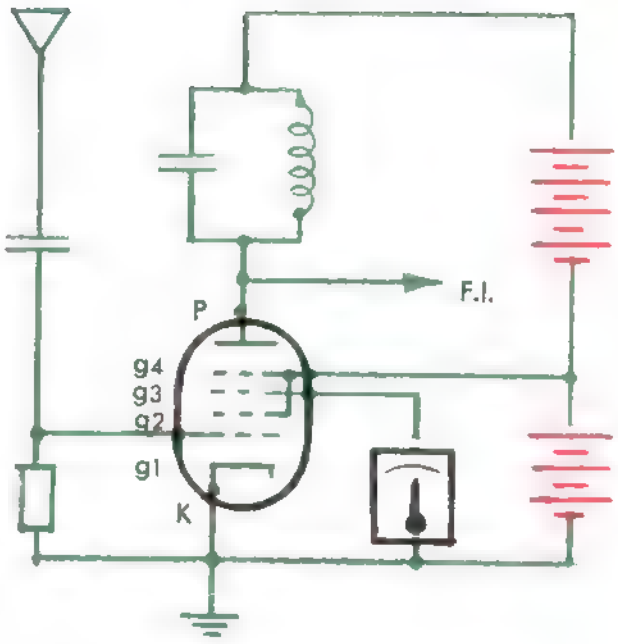
Para que nuestros lectores se hagan cargo del funcionamiento de un heptodo vamos a dar dos esquemas, uno de principio y otro real, de un paso conversor que utiliza una válvula de este tipo.

En el esquema real que ofrecemos pueden advertirse algunos detalles de gran interés; a saber:

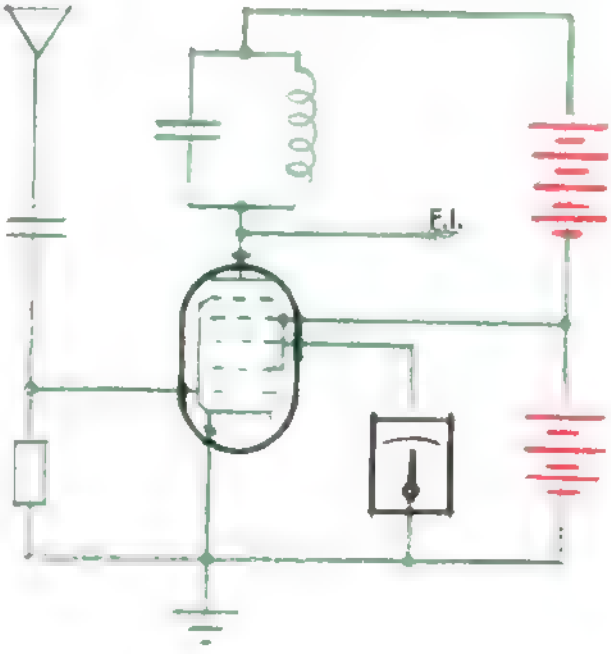
1. Las rejillas g_2 y g_4 se alimentan a partir de la alta tensión general por medio de una resistencia y un condensador de desacoplo, de la misma manera que la pantalla de un pentodo.

2. Las señales del oscilador se aplican a g_3 sin más que unir esa rejilla con la del triodo.

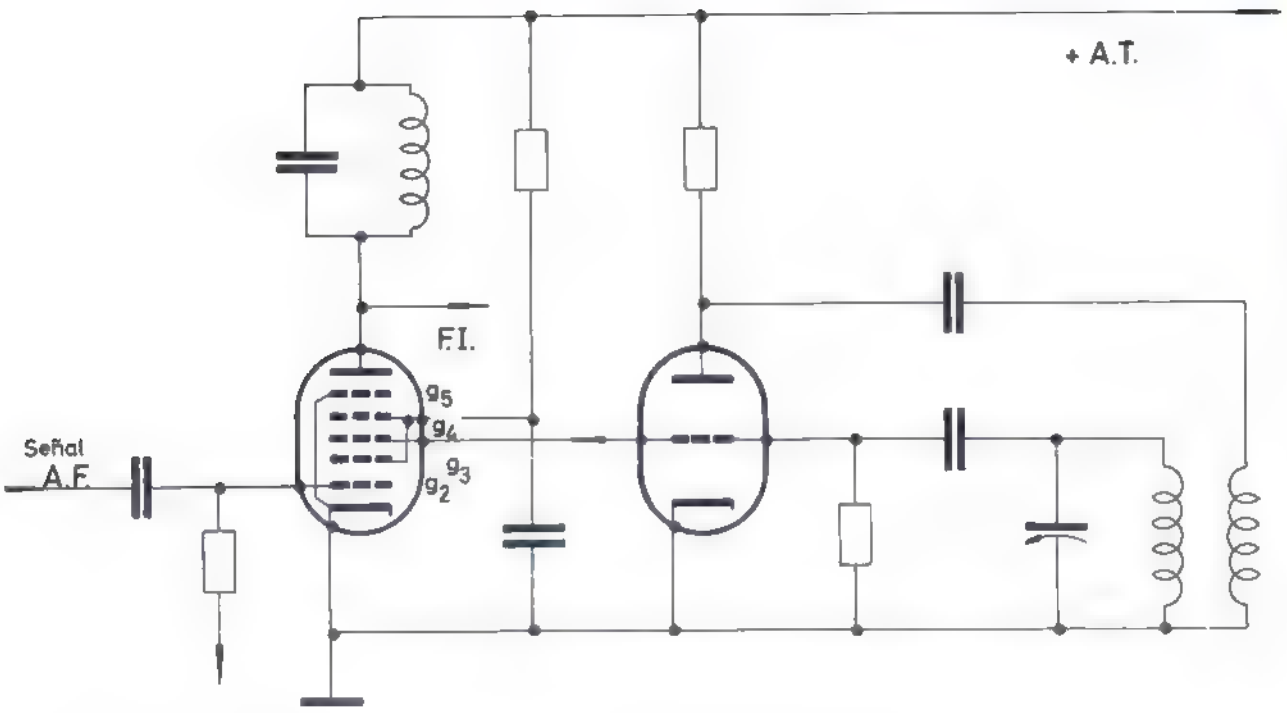
3. La rejilla g_1 aparece polarizada con cierta tensión negativa. Eso es en cierto modo sorprendente, pues hemos venido diciendo que en la válvula mezcladora debe detectarse la señal de batido y esto se consigue de ordinario eliminando la polarización.



Esquema de principio del montaje de una válvula hexodo como conversora. La señal de batido queda detectada al hacer trabajar la válvula sin polarización.



Esquema de principio del funcionamiento de un heptodo como conversor.

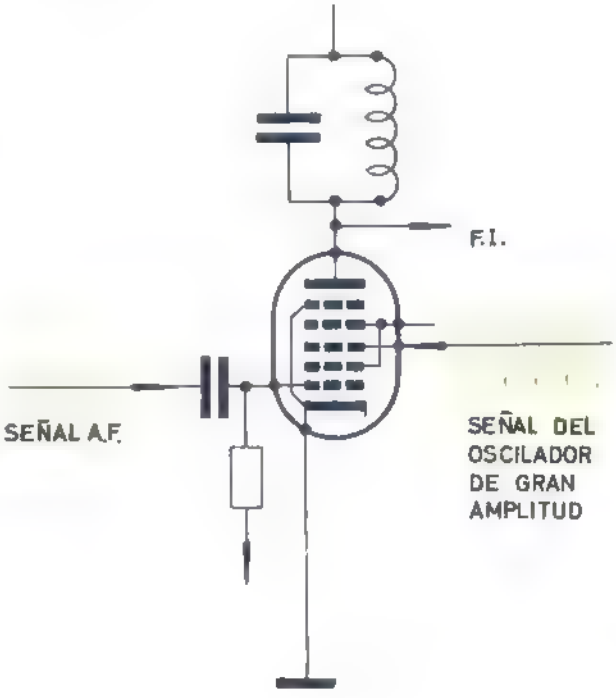


Este es el esquema de funcionamiento real de un paso conversor que utiliza un heptodo. Las señales del oscilador se aplican directamente a g_1, sin más que unir esta rejilla con la del triodo. Adviértase que la rejilla g_1 está polarizada.

Pues bien: por diversas razones, que explicaremos más adelante, es conveniente que la rejilla g_1 no llegue a hacerse positiva, sino que el triodo constituido por el cátodo, g_1 y g_2 trabaje en función amplificadora normal, es decir, con su rejilla de mando correctamente polarizada.

¿CÓMO SE REALIZA ENTONCES LA DETECCIÓN DE LA SEÑAL DE BATIDO? Esa detección tiene lugar en la parte pentodo. Para ello se hace que las señales proporcionadas por el oscilador local sean lo suficiente amplias como para que en los semiciclos negativos lleguen a cortar por completo la corriente de la placa, desviándola hacia la pantalla g_2.

De tal forma sólo los semiciclos positivos de la señal combinada de A.F. y del oscilador local podrán llegar a la placa; se realiza, por tanto, la detección de la señal de batido.



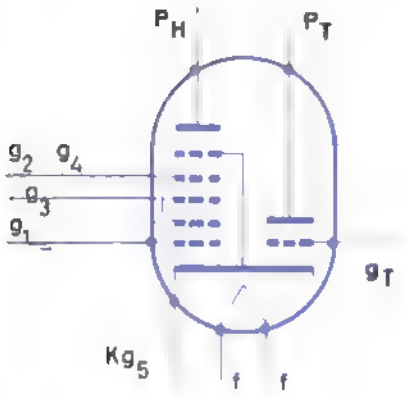
Normalmente la detección de señal de batido se realiza haciendo que la señal del oscilador local sea de tal amplitud que corte la corriente de placa en los semiciclos negativos.

VALVULAS OSCILADORAS

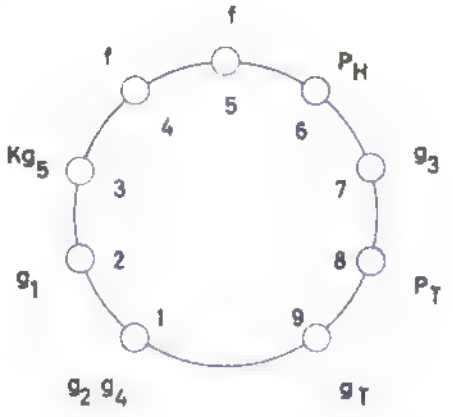
Para lograr mayor economía y ahorro de espacio suelen incluirse en una misma ampolla la válvula osciladora y la mezcladora. Así, por ejemplo, una válvula muy utilizada en los modernos superheterodinos es el triodo-heptodo ECH81 de la serie Noval. En esta válvula el cátodo es común a las secciones triodo y heptodo.

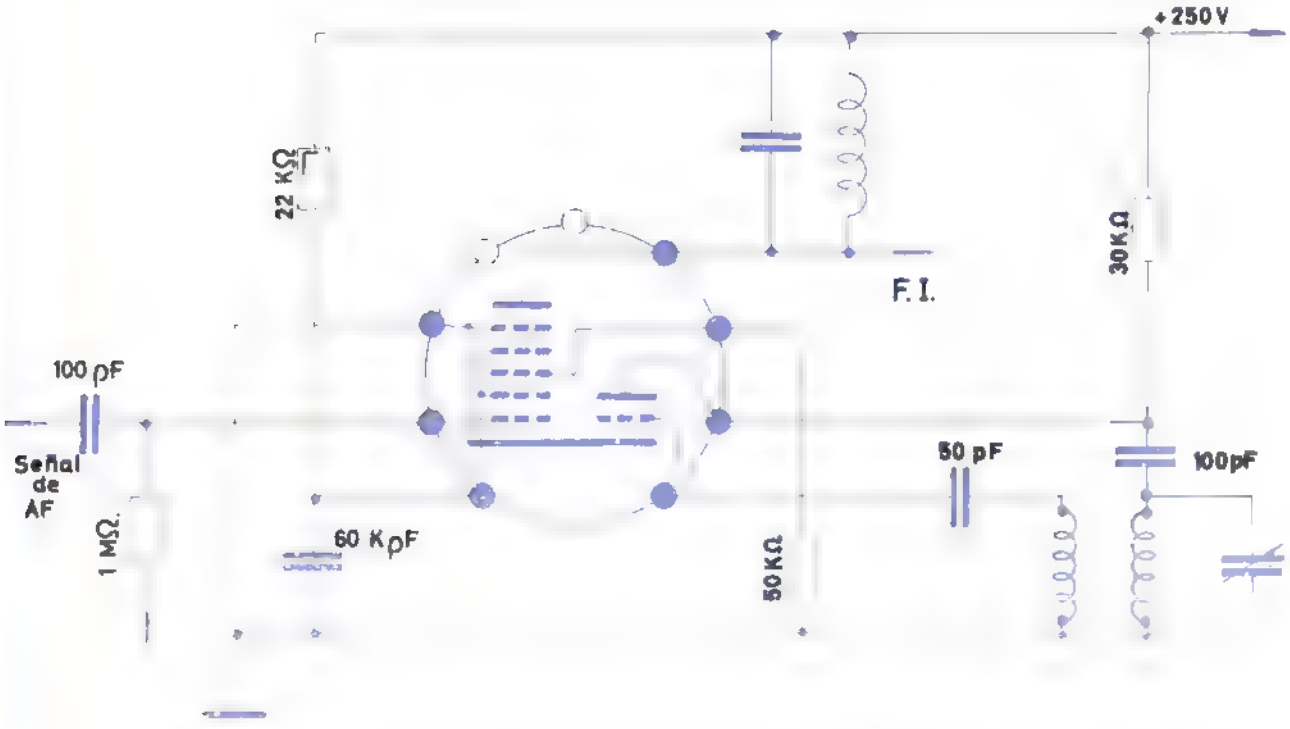
Aclaramos, sin embargo, que aunque esta solución de incluir en una misma ampolla dos válvulas distintas, con objeto de ahorrar espacio y precio, es la que ofrece sin duda más garantías técnicas, existen otras posibilidades a tener en cuenta.

Por ejemplo: un solo heptodo es capaz de



ECH 81
6 A J 8
Vf = 6'3 V.
I_f = 0'3 A.



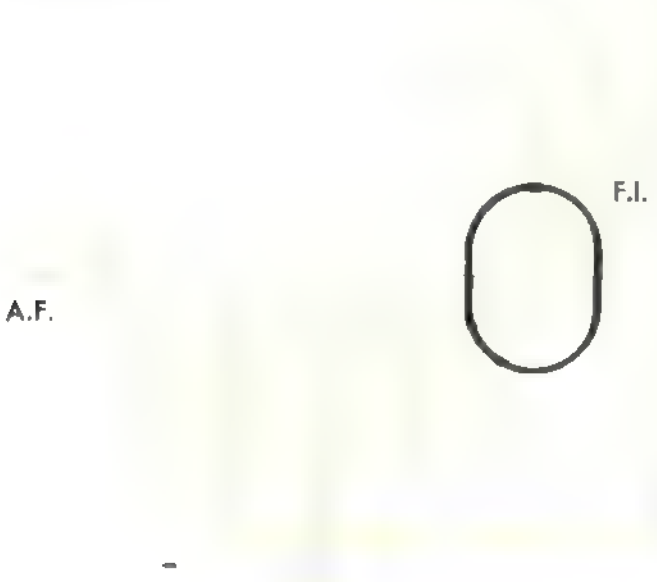


Esquema correspondiente a un paso conversor-oscilador a base de la ECH81 o de la 6AJ8 que es su correspondiente americana.

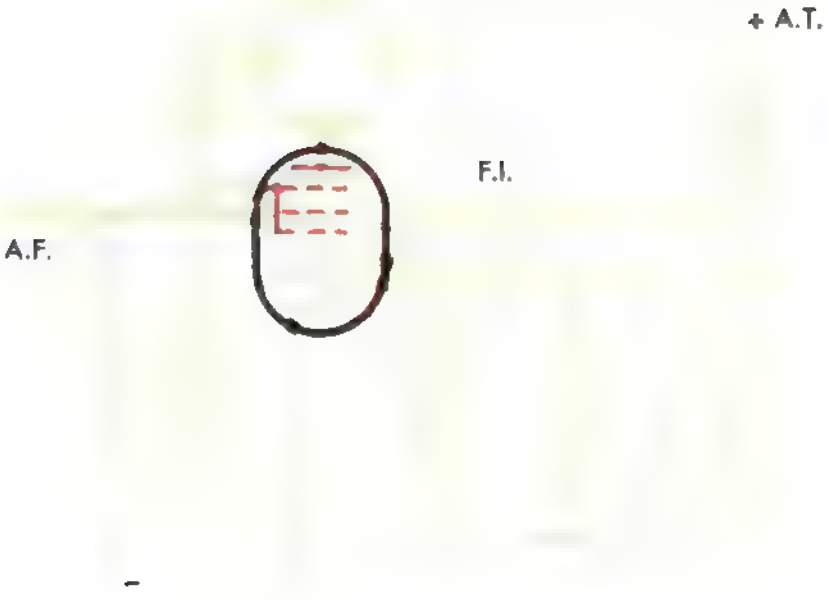
realizar las dos funciones de oscilación y mezcla. El esquema que ofrecemos aclara este procedimiento, que consiste, como puede ver, en utilizar el cátodo, g_1 y g_2 como triodo oscilador, que en este caso es del tipo de placa común.

En este montaje no puede utilizarse otro tipo de oscilador que el ya citado antes, dado que la pantalla g_2, que hace las veces de placa de este *triodo*, debe quedar sometida a un potencial constante; y de todos los tipos de oscilador que hemos estudiado hasta ahora, sólo el mencionado goza de esa propiedad tan interesante en este caso.

De todas maneras, hay un tipo de heptodo distinto del estudiado antes y que permite también utilizar osciladores del tipo de cátodo común sintonizados en placa o en rejilla. En estos heptodos las rejillas g_3 y g_5 están unidas entre sí y sometidas a un potencial fijo. En cambio la rejilla g_4 queda libre y es capaz de actuar como placa en el triodo que aquí se halla formado por la rejilla g_2, por la g_1 y por el cátodo. De esta forma no es preciso que su potencial sea constante.



He aquí un heptodo en funciones de oscilador y mezclador a la vez. Como oscilador se utiliza la parte asimilable a un triodo; y dado que g_4 debe estar a un potencial constante el oscilador ha de ser del tipo con placa común. Una válvula que funciona según este principio es la 6BA7 de la serie Noval.



He aquí el esquema de funcionamiento de un heptodo como oscilador-mezclador, siendo el oscilador del tipo de rejilla sintonizada. El funcionamiento de este heptodo es asimilable al de un triodo y tetrodo. Una válvula que funciona según este principio es la 6A8 de la serie Octal.

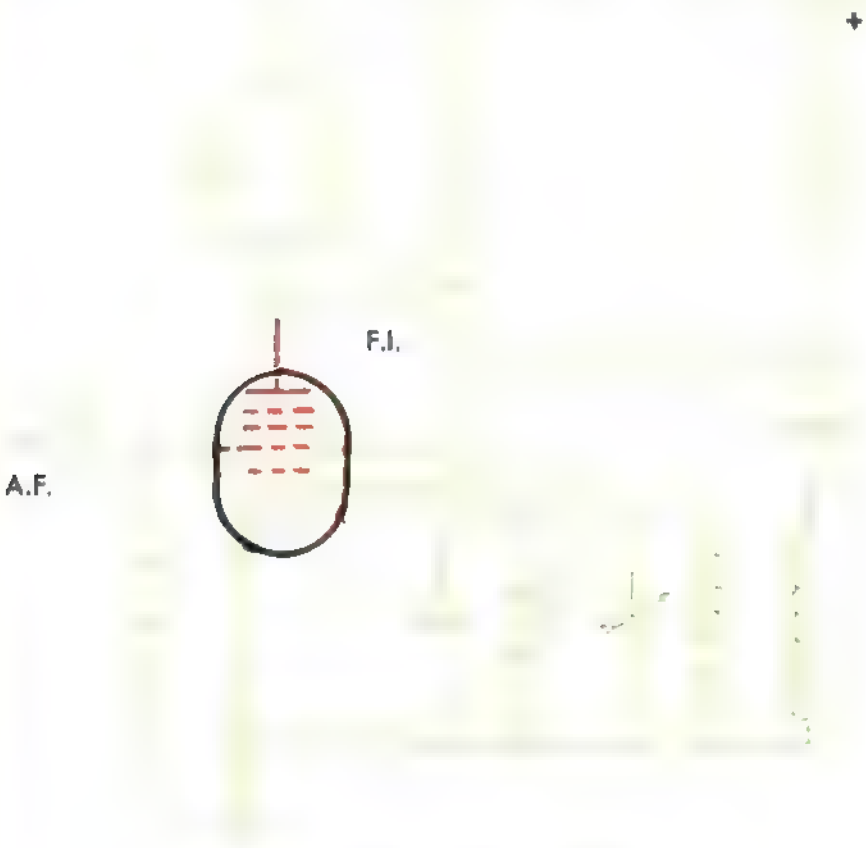
El funcionamiento de este tipo de heptodo puede asimilarse al de un triodo y un tetrodo. Es, pues, distinto al caso anterior, que responde al funcionamiento de un triodo y un pentodo Por tanto, y a pesar de que en la práctica su funcionamiento es de todo punto aceptable, presenta los inconvenientes derivados de la emisión secundaria.

Una válvula de este tipo es la de 6A8, de la serie Octal.

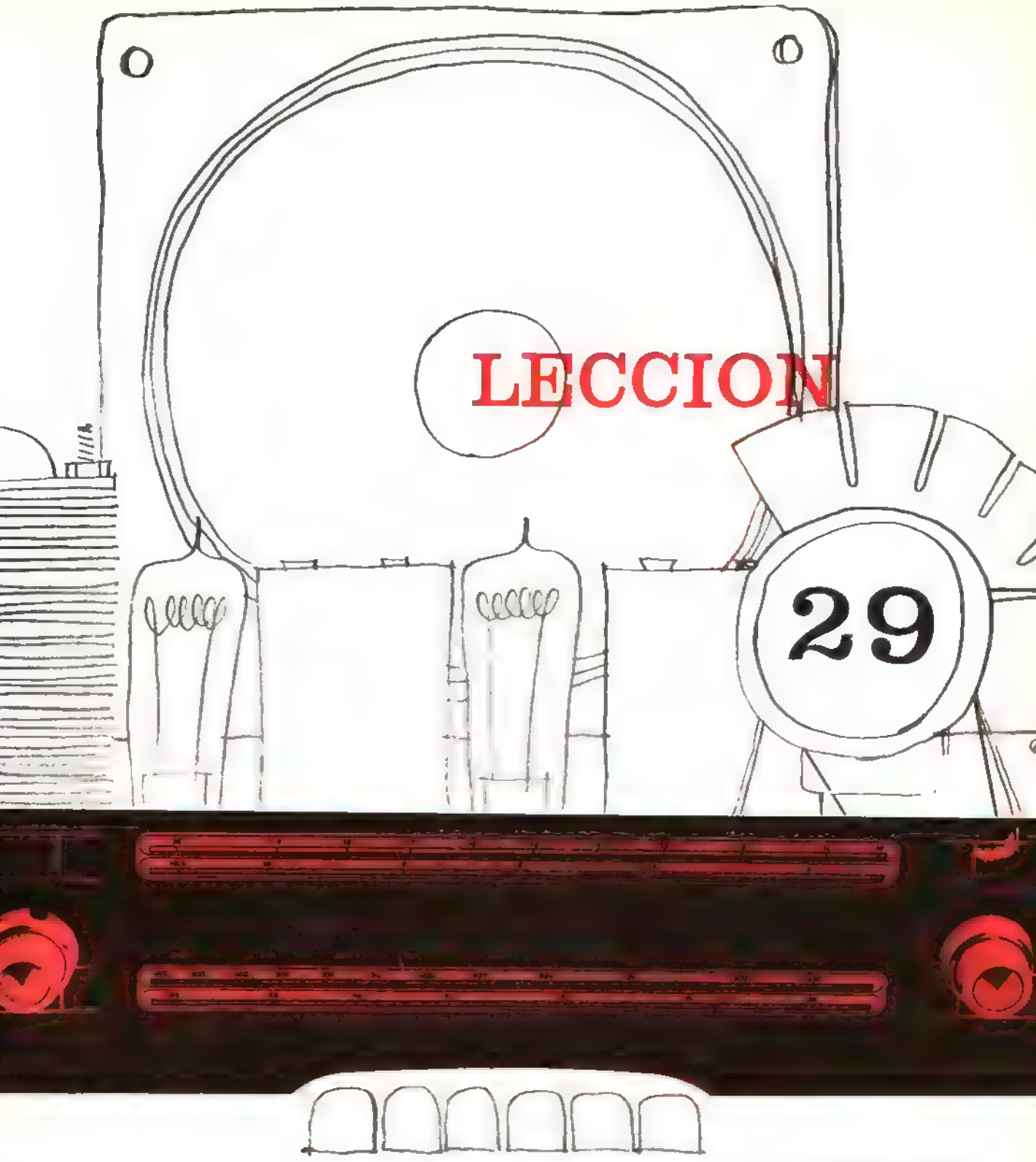
Un modelo más desarrollado de válvula osciladora-mezcladora es el octodo, derivado de ese segundo tipo de heptodo que acabamos de estudiar. El octodo queda formado al añadir una nueva rejilla con objeto de eliminar los efectos de la emisión secundaria.

El funcionamiento del octodo puede asimilarse, como el del heptodo, al de un triodo y un pentodo. Tiene la ventaja sobre el heptodo de que la placa de la parte triodo no necesita estar a un potencial constante. De este modo permite utilizar cualquier tipo de oscilador de los ya conocidos.

Insistimos, sin embargo, que la solución mejor y la más adoptada hoy día es la utilización de triodos-heptodos.



Circuito oscilador-mezclador mediante un octodo. Una lámpara octodo típica es la EK2 de la serie transcontinental.



LECCION 29

Problemas en el superheterodino

El mando único

Tandem recortado

Arrastre perfecto

Tandem no recortado

Algunos problemas del superheterodino El mando único - Arrastre con tándem recortado y no recortado

UN DEFECTO DEL SUPERHETERODINO

Empezaremos esta nueva lección sobre el superheterodino con un gráfico que representa simbólicamente todos los pasos conversores cuyas funciones y elementos de que están formados ya estudiamos en la lección anterior.

Al utilizar una válvula en lugar de un diodo para la detección de la señal de batido y para la mezcla de las señales de A.F. y del oscilador, se consigue que la ganancia de conversión sea mayor que la unidad, cosa que beneficia la sensibilidad general del aparato. Por lo que se refiere a la selectividad, está asegurada por el circuito LC y por el amplificador de F.I.; selectividad que, como hemos dicho, puede ser excelente. Sin embargo, en virtud de su propio principio de funcionamiento, el superheterodino presenta un molesto inconveniente: en cada posición en que se sitúe el mando del condensador variable del oscilador local, el receptor es capaz de sintonizar a la perfección ¡no una emisora, sino dos!

Simbolismo donde se representan los pasos conversores estudiados en la lección anterior.

En efecto. Supongamos un receptor cuya F.I. es de 100 Kc/s y en el que el mando del oscilador local ha sido ajustado a fin de que genere una señal de 500 Kc/s. En estas condiciones, si llega a la antena la señal de una emisora que transmite en 400 Kc/s la frecuencia de batido correspondiente es de:

$$500 - 400 = 100 \text{ Kc/s}$$

la que, por corresponder a la F.I. del receptor, será correctamente amplificada. Las señales de B.F. emitidas por esa estación serán, pues, percibidas a través del altavoz.

Ahora bien; si al mismo tiempo llega a la antena una señal de 600 Kc/s, la frecuencia de la señal de batido originada por aquélla será también de 100 Kc/s:

$$600 - 500 = 100 \text{ Kc/s}$$

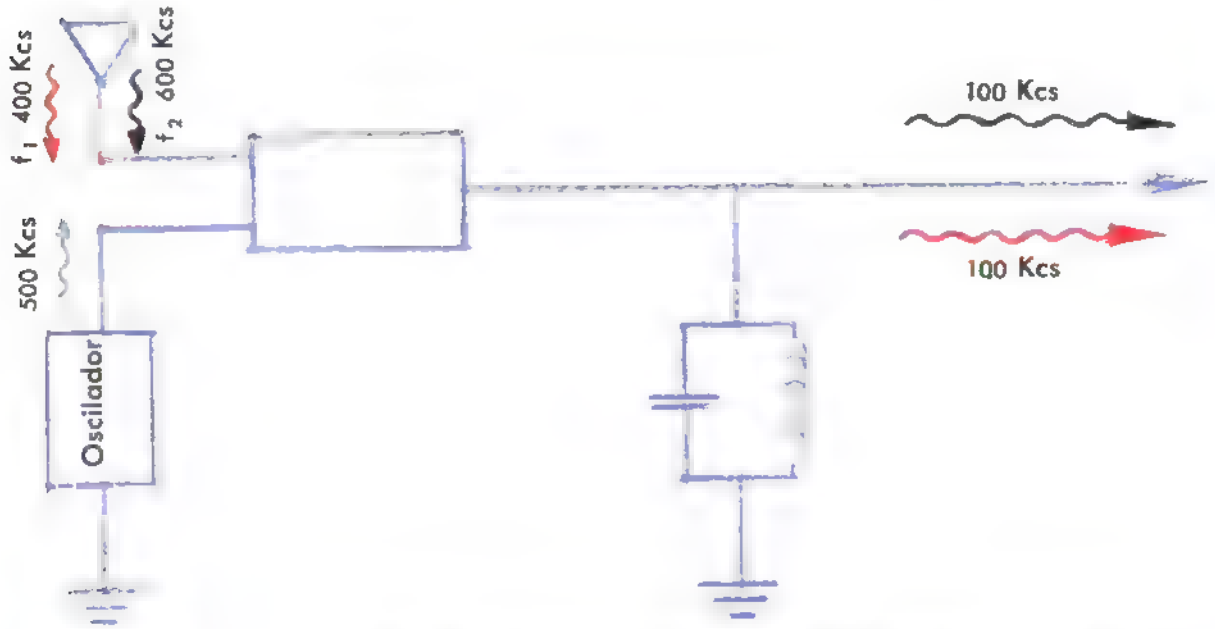
ya que la frecuencia de batido es la diferencia entre la señal de A.F. y la señal del oscilador local.

La señal de 600 Kc/s, por tanto, será recibida en iguales condiciones que la de 400 Kc/s; y es evidente que los sonidos que modulan a ambas señales se mezclarán en el altavoz.

En general, se comprende que para la frecuencia f_o generada por el oscilador local existen dos señales que pueden ser sintonizadas por el receptor; una cuya frecuencia f_1 es *igual a la del oscilador local* MENOS *la F.I.*, y otra f_2 *igual a la del oscilador local* MÁS *la F.I.* De estas frecuencias se dice que una es IMAGEN de la otra.

$$f_1 = f_o - \text{F.I.}$$

$$f_2 = f_o + \text{F.I.}$$



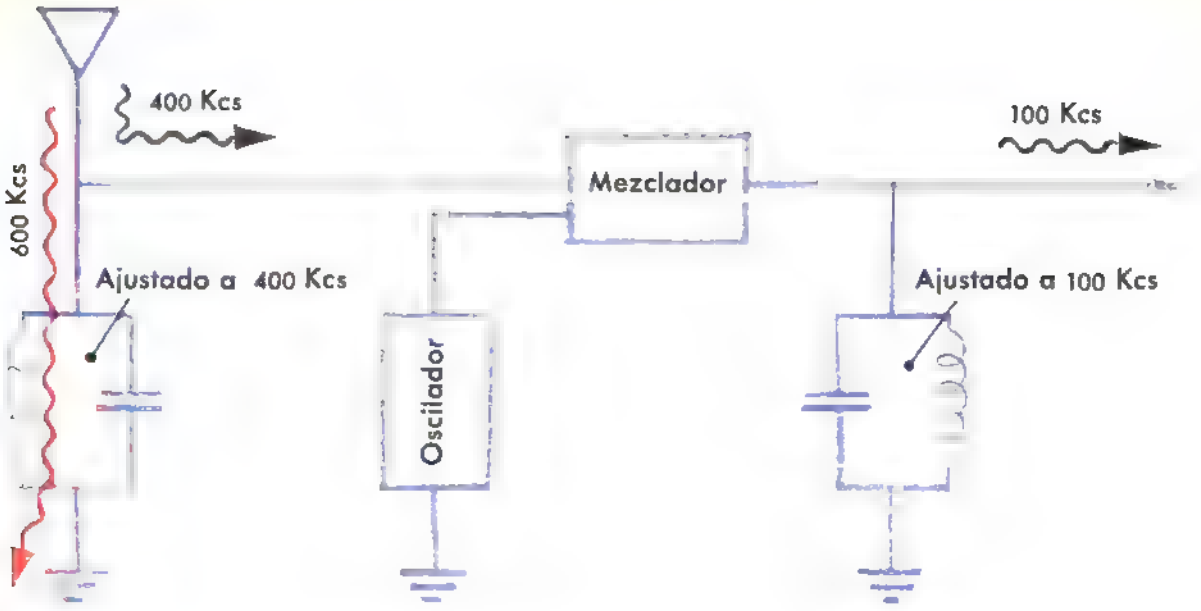
Para una frecuencia f_o generada por el oscilador existen dos señales f_1 y f_2 que pueden ser sintonizadas al mismo tiempo por el receptor.

DANDO SOLUCIONES

El problema de la frecuencia imagen y la interferencia entre señales de dos estaciones diversas a que puede dar lugar es el inconveniente más grave del superheterodino. Por tal causa, en el diseño de un receptor de este tipo se adoptan diversas precauciones encaminadas a evitarlo o, como mal menor, a reducirlo de forma que sea poco probable que esa interferencia se produzca. Fundamentalmente esas precauciones pueden resumirse en dos.

La primera consiste en añadir al paso conversor un dispositivo que seleccione entre las dos frecuencias f_1 y f_2 la que interese recibir, impidiendo que la otra llegue a la rejilla de la válvula mezcladora. De ordinario este dispositivo se reduce a un sencillo circuito oscilante con condensador variable conectado entre antena y tierra. Vea este circuito en la página siguiente.

Ese circuito oscilante se ajusta a la frecuencia que deseamos recibir. Siguiendo el ejemplo ante-



El circuito oscilante con condensador variable elimina la frecuencia imagen que no deseamos sintonizar. Es una solución teórica.

rior, lo ajustaríamos a 400 Kc/s, con lo cual su frecuencia imagen de 600 Kc/s queda prácticamente derivada a masa y no alcanza la rejilla de la mezcladora.

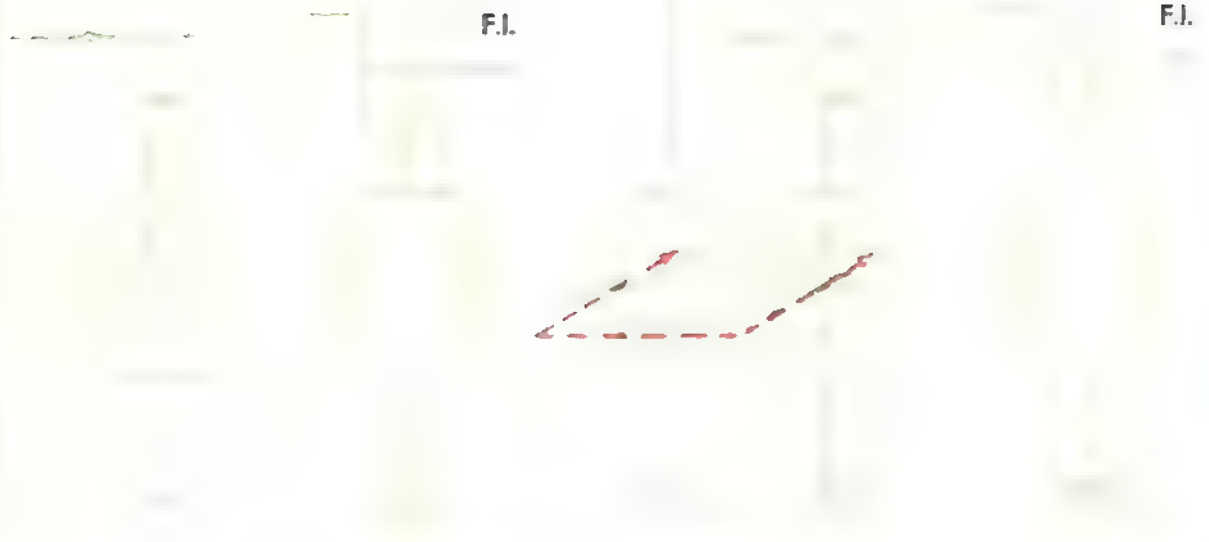
Esta sola precaución, sin embargo, no es suficiente en todos los casos. Por lo que sabemos del comportamiento *real* de los circuitos oscilantes, el que hemos añadido presentará gran impedancia a la frecuencia de 400 Kc/s; y para la frecuencia de 600 Kc/s presentará una impedancia menor, pero no un riguroso cortocircuito. En definitiva: aunque mucho más atenuada, también la señal de 600 Kc/s alcanza la rejilla de la válvula mezcladora. Si además se da la circunstancia de que la emisora de 400 Kc/s (ya sea porque es menos potente o está más alejada) se recibe en antena con mucha menos potencia que la de 600 Kc/s, ocurre que ambas señales alcanzan la rejilla de la mezcladora con amplitud similar, y, por tanto, ambas se perciben en el altavoz también con parecida intensidad.

La segunda precaución para evitar la interferencia de la frecuencia imagen consiste en una juiciosa elección del valor de la frecuencia de F.I. Pero de esto hablaremos más adelante. Ahora vamos a considerar una dificultad de orden práctico que surge al incluir ese circuito resonante cuya misión es preseleccionar las señales.

EL PROBLEMA DEL MANDO UNICO EN EL SUPERHETERODINO

La dificultad en cuestión está en el hecho de que un receptor que al principio resultaba muy cómodo de manejo (puesto que las diversas emisoras podían sintonizarse maniobrando únicamen- el mando del oscilador local) requiere ahora el ajuste simultáneo de ese mando y el del circuito resonante que hemos incluido. Esta doble operación resulta, por supuesto, bastante engorrosa. Esta dificultad es la misma que se planteó al comentar el funcionamiento de los receptores de radiofrecuencia sintonizada y que allí quedó resuelta con el empleo de un condensador variable de dos o más secciones conectadas en tándem. También aquí la dificultad se resuelve de la misma forma: el condensador variable que forma parte del oscilador local y el que forma parte del circuito resonante están, en la práctica, constituidos por un tándem de dos secciones que con un solo mando permite variar a la vez la frecuencia del oscilador local y la de resonancia del circuito de antena.

A decir verdad, en el superheterodino esa solucion ofrece mayores dificultades a causa de que aquí es preciso variar a la vez la sintonía de dos



El problema del mando único se resuelve en los superheterodinos acoplando mecánicamente los ejes del condensador variable del oscilador local y del circuito resonante de antena.

circuitos, de forma que en cualquier posición del mando del tándem tengan NO LA MISMA FRECUENCIA DE RESONANCIA, *sino dos frecuencias distintas cuya diferencia sea constantemente el valor de la frecuencia intermedia.*

Dada esa circunstancias, se comprende que debe existir alguna diferencia entre la bobina y el condensador variable conectados a la antena y la bobina y condensador variable del oscilador local. En lo sucesivo, y para abreviar, llamaremos *bobina de antena* a la bobina mencionada en primer lugar, y *bobina osciladora* a la segunda.

SUPERHETERODINOS CON TANDEM RECORTADO

En los primeros tiempos del superheterodino se conseguía mantener invariable la diferencia entre la frecuencia del oscilador local y la del circuito de antena, a lo largo de toda la banda de recepción, haciendo que la sección del tándem correspondiente al oscilador local tuviese menor tamaño y una forma especial. Con ello el oscilador local generaba una señal cuya frecuencia era igual a la de resonancia de circuito de antena más el valor de la F.I. para cualquier posición del mando.

Mientras se dé la circunstancia de que al mover las dos secciones del tándem, arrastradas por un mismo eje, la diferencia de frecuencia entre el circuito de antena y el oscilador se mantenga invariablemente igual a la F.I., se dice que *el arrastre es perfecto.* Por consiguiente, mediante un tándem *recortado* (es el nombre que se da al tipo que acabamos de describir) se consigue un *arrastre perfecto.* El empleo de un tándem recortado es, pues, la solución teóricamente perfecta; pero en la práctica presenta un inconveniente que, poco a poco y en la misma medida en que se ha estandarizado la industria de la radio, lo ha dejado en desuso. El inconveniente está en que cada tándem recortado consigue el *arrastre perfecto* únicamente con el tipo de bobinas para que ha sido diseñado; y con ello no queremos decir solamente que las bobinas han de tener un determinado valor de autoinducción, sino que han de estar construidas de tal forma que las capacidades parásitas, inevitables como sabemos, tengan también un valor preciso.

En otras palabras: esto supone que el tándem de un determinado fabricante sólo funciona de una forma correcta con las bobinas que el mismo fabricante han construido para él, lo que da lugar no sólo a graves inconvenientes cuando es preciso cambiar uno de estos elementos en una reparación, sino incluso en los procesos de fabricación, ya que por razones económicas los fabri-

cantes de receptores no construyen todas las piezas que componen sus aparatos, sino que adquieren los tándems a un fabricante, las bobinas a otro, las válvulas a un tercero, etc. Se advierte la conveniencia (la necesidad, diríamos) de que los diversos elementos ofrezcan características normalizadas,

Esta es la razón por la que hoy en día todos los superheterodinos emplean tándems cuyas dos secciones presentan iguales características eléctricas. Ello acarrea como consecuencia inmediata el que el arrastre no sea perfecto en toda gama de recepción; a pesar de lo cual las desviaciones pueden quedar reducidas, como veremos a continuación, a un grado tal que no representen una disminución apreciable en la selectividad total del receptor. Los tándems recortados llevaban en paralelo con cada sección sendos *trimmers* como los empleados en los receptores de R.F.S., con el fin de compensar las diferencias de capacidad entre los valores calculados y los que se obtienen en los procesos de fabricación en serie.

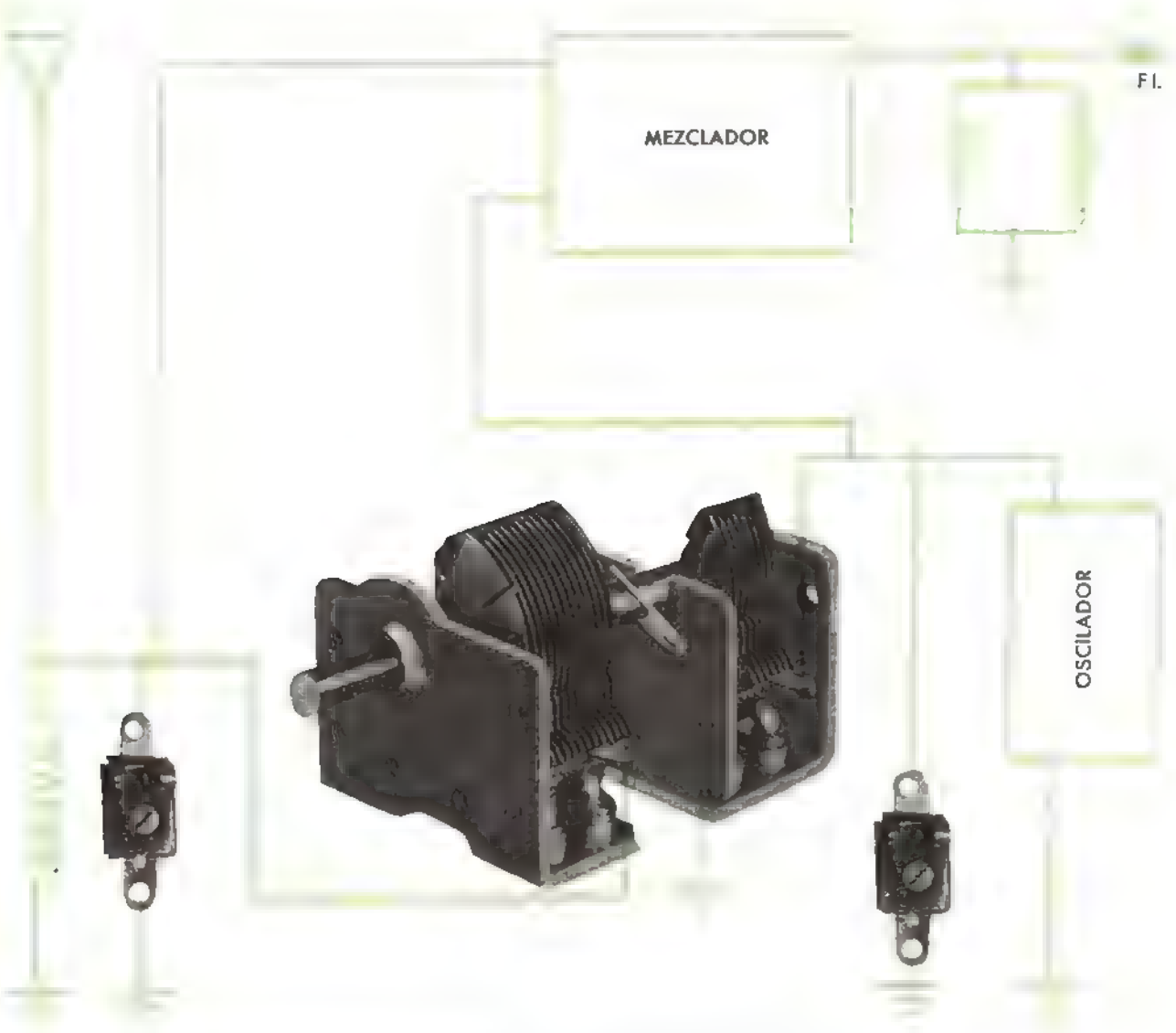


Diagrama indicando cómo se resuelve el problema del mando único en los receptores con tandem recortado.

ALGUNOS DETALLES DE LOS CONDENSADORES VARIABLES

Ante todo analicemos algunos detalles, concernientes no sólo a los condensadores variables en tándem, sino a cualquier otro tipo de condensador variable empleado para recibir señales de radio.

MARGEN DE FRECUENCIAS SINTONIZADO

En primer lugar, dado que la finalidad perseguida al utilizar un condensador variable es sintonizar un determinado margen de frecuencias, cabe preguntarse: ¿qué relación existe entre la *frecuencia máxima* y la *frecuencia mínima* que con una determinada bobina puede sintonizar un condensador variable?

Pues bien; cuando el condensador esté totalmente abierto presentará la mínima capacidad posible C_{min} (la capacidad parásita) y podrá sintonizar, si está conectado a una bobina de autoinducción L, una frecuencia (la más alta posible con esa bobina) de valor:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{min}}}$$

Una vez cerrado totalmente la frecuencia será:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{max}}}$$

siendo C_{max} la máxima capacidad que puede presentar el condensador.

Dividiendo f_{max} entre f_{min} y eliminando 2π y L, que aparecen tanto en el numerador como en el denominador, resulta:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}}$$

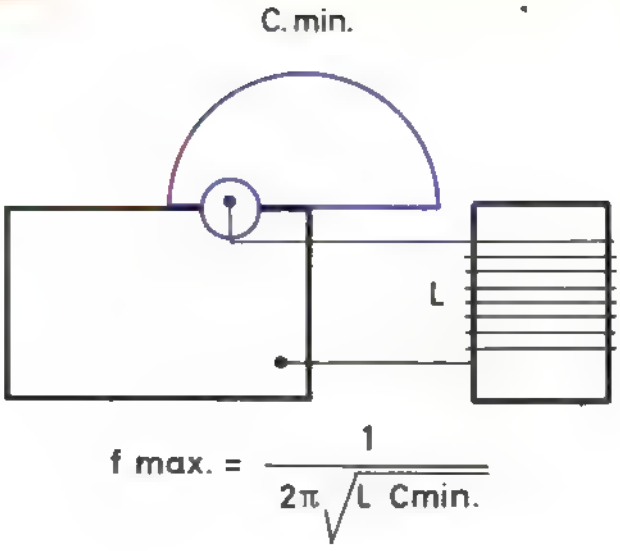
Es decir: EL COCIENTE ENTRE LA FRECUENCIA MÁXIMA Y LA FRECUENCIA MÍNIMA ES IGUAL A LA RAÍZ DEL COCIENTE ENTRE LA CAPACIDAD MÁXIMA Y CAPACIDAD MÍNIMA.

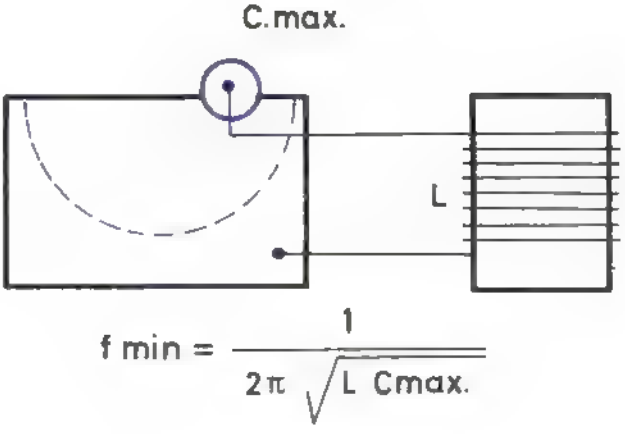
Ese cociente, como se ve, no depende para nada de la autoinducción de la bobina.

Supongamos, por ejemplo, un condensador variable cuya $C_{min} = 30$ pF y $C_{max} = 270$ pF. ¿Qué relación existirá entre las frecuencias máxima y mínima que pueden sintonizarse con él? La respuesta es:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{270}{30}} = \sqrt{9} = 3$$

Con ese condensador, la frecuencia máxima que es posible sintonizar será tres veces mayor que la frecuencia mínima.





Así, si elegimos una bobina tal que con el condensador cerrado (C_{max}) resuene a una frecuencia $f_{min} = 500$ Kc/s, al abrir totalmente el condensador (C_{min}) la frecuencia sintonizada será:

$$f_{max} = 3\ f_{min}$$
$$f_{max} = 3 \times 500 = 1500\ \text{Kc/s}$$

En las diversas posiciones intermedias del eje se seguirá sintonizando frecuencias comprendidas entre 500 Kc/s y 1500 Kc/s; es evidente.

Esto ocurre, no lo olvidemos, con una determinada bobina; con otra cuya autoinducción sea distinta, el margen de frecuencias sintonizado será también distinto. Siempre, sin embargo, entre la frecuencia máxima y la mínima existirá la relación mencionada; es decir, $f_{max} = 3\ f_{min}$.

Si queremos calcular el valor de la autoinducción necesaria para sintonizar la gama de 500 a 1500 Kc/s, bastará que tengamos en cuenta que con $C_{max} = 270$ pF sintonizamos $f_{min} = 500$ Kc/s y que entre esas magnitudes existe la relación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f en ciclos por segundo;
L en henrios;
C en faradios.

Cuando se trata de sintonizar señales de radio esa fórmula resulta más manejable expresando la autoinducción L en microhenrios (μH), la frecuencia f en megaciclos segundo (Mc/s) y la capacidad en picofaradios (pF). Con estas unidades la fórmula anterior se expresa como sigue:

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} \simeq \frac{160}{\sqrt{LC}}$$

L en μH;
C en pF;
f en Mc/s.
Y de ahí puede despejarse el valor de L:

$$L = \frac{160^2}{f^2\ C}$$

En nuestro caso, f = 0'5 Mc/s y C = 270 pF; en consecuencia:

$$L = \frac{160^2}{0'5^2 \times 270} \simeq 380\ \mu H$$

De la misma forma puede calcularse, por ejemplo, una bobina para que junto con el condensador cerrado sintonice una frecuencia de 970 Kc/s.

$$L = \frac{160^2}{0'97^2 \times 270} \simeq 100\ \mu H$$

En estas condiciones, al abrir el condensador por completo (C = 30 pF) se sintonizaría una frecuencia de

$$f = 3 \times 970 = 2910\ Kc/s$$

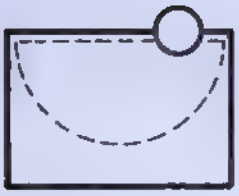
Aun a riesgo de resultar reiterativos, vamos a desarrollar en el párrafo siguiente un tercer ejemplo que resultará útil:

Supongamos que con el condensador totalmente abierto deseamos sintonizar una frecuencia de 1970 Kc/s. Necesitaremos una bobina:

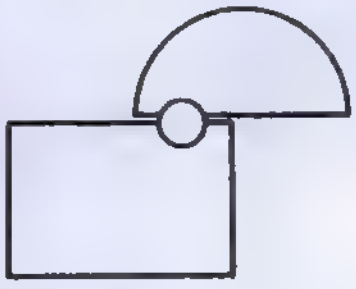
$$L = \frac{160^2}{1'97^2 \times 30} = 220\ \mu H$$

En estas condiciones, al cerrar el condensador la frecuencia sintonizada será tres veces menor:

$$f = 1970 : 3 = 656'6\ Kc/s$$

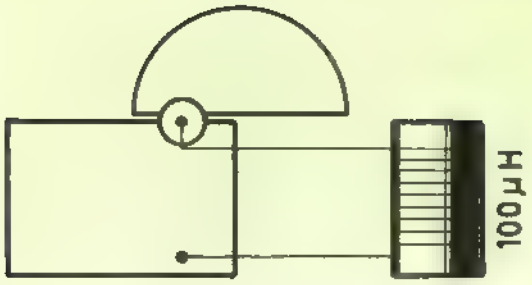


C max. = 270pF

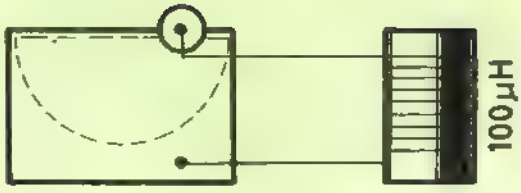


C min. = 30 pF

Bobina de 100 µH.

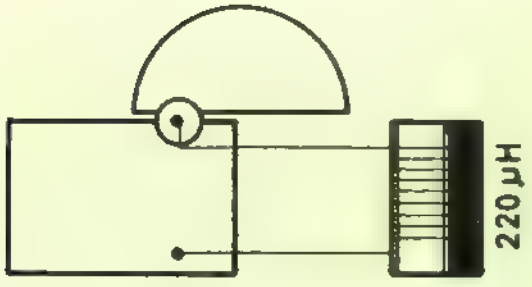


$$f\,max. = \frac{160}{\sqrt{100 \times 30}} = 2{,}91\ Mcs.$$

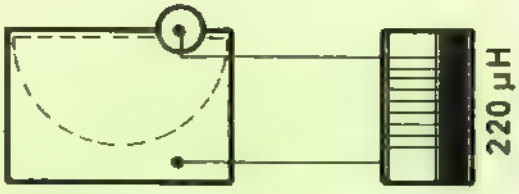


$$f\,min. = \frac{160}{\sqrt{100 \times 270}} = 0{,}97\ Mcs.$$

Bobina de 200 µH.

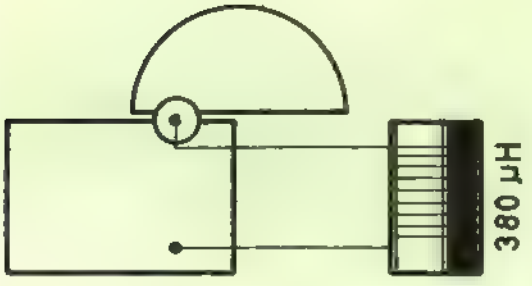


$$f\,max. = \frac{160}{\sqrt{220 \times 30}} = 1{,}97 Mcs.$$

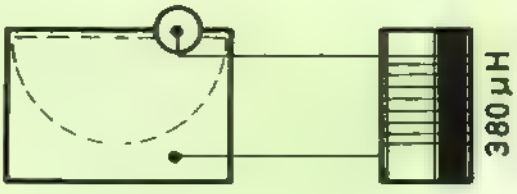


$$f\,min. = \frac{160}{\sqrt{220 \times 270}} = 0{,}656\ Mcs.$$

Bobina de 380 µH.



$$f\,max. = \frac{160}{\sqrt{380 \times 30}} = 1{,}5\ Mcs.$$



$$f\,min. = \frac{160}{\sqrt{380 \times 270}} = 0{,}5\ Mcs.$$

Para un mismo condensador, la relación C_{max}/C_{min} es constante. Sólo depende del condensador.

LA FORMA DE LAS PLACAS MOVILES

Otro detalle que merece la pena ser puesto de manifiesto es que las placas móviles del condensador variable, si bien son semicirculares, no están fijadas al eje de arrastre por el centro del círculo, sino bastante desplazadas, tal como puede apreciarse en la fotografía y dibujos adjuntos.

La razón de esta particularidad constructiva está en que, según las disposiciones legales, las frecuencias de las portadoras de las distintas emisoras deben estar situadas, dentro de la gama, de manera que entre ellas exista como mínimo una diferencia de 10 Kc/s. En principio cabe la posibilidad de que en un determinado lugar y en la gama de ondas medias de 800 a 1500 Kc/s se sintonice una emisora a 500 Kc/s y otras a 510, 520, 530 Kc/s..., etc., hasta un total de cien emisoras. Conviene, por supuesto, que esas señales aparezcan igualmente espaciadas en el cuadrante del receptor, cosa imposible si el eje de arrastre del condensador se hallase en el centro del círculo.

En efecto; volviendo al condensador de nuestro último ejemplo, la capacidad variaría proporcionalmente al giro del eje, de forma que, siendo la variación total de capacidad de $270 - 30 = 240$ pF, al girar el mando hasta la mitad la variación de capacidad será $240/2 = 120$ pF, que junto con los 30 pF de capacidad parásita hacen un total $C = 150$ pF.

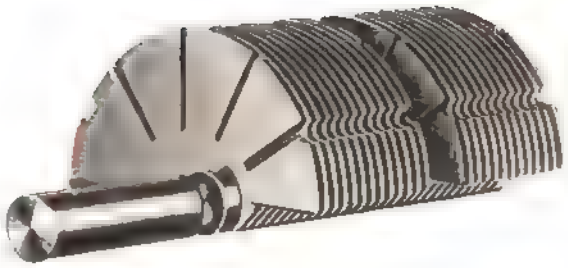
Esa capacidad, junto con la bobina de 380 μH, sintoniza una frecuencia $f = 670$ Kc/s.

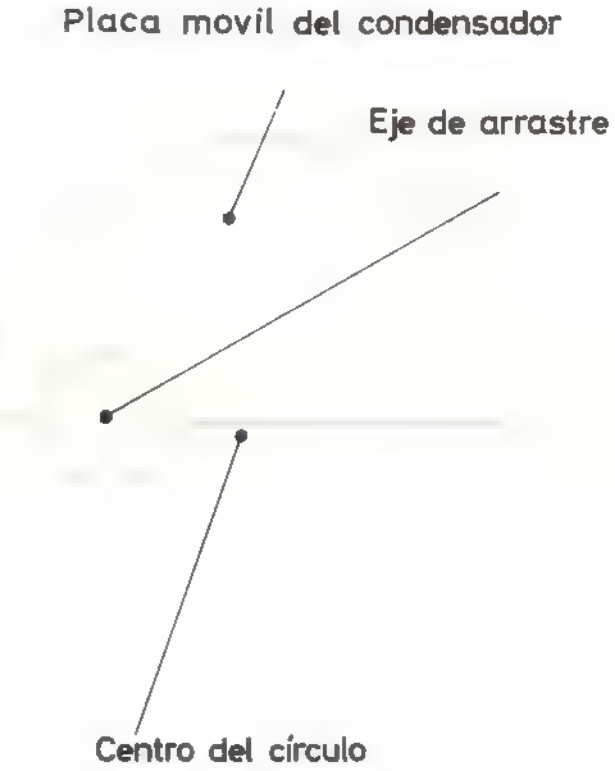
$$f = \frac{160}{\sqrt{380 \times 150}} 0'67 \text{ Mc/s}$$

Por tanto, al abrir el condensador desde la posición *todo cerrado* hasta la posición media, habremos sintonizado las emisoras comprendidas entre 500 y 670 Kc/s —es decir, un total de $\frac{670 - 500}{10} = 17$ emisoras—; y al girar desde esa posición hasta la posición *todo abierto* sintonizaremos las 83 emisoras restantes.

Como se ve, con esta disposición la mayoría de las emisoras aparecen amontonadas en la parte derecha del cuadrante.

Con la disposición mencionada, en cambio, al girar el eje hasta la posición media la disminución de capacidad es mucho más importante puesto que la mayor parte de la superficie de las placas móviles habrá dejado de estar enfrentada con las fijas. Si, por ejemplo, la capacidad en esa posición es $C = 55'8$ pF, la frecuencia sintonizada con la bobina mencionada de $L = 380$ μH será:

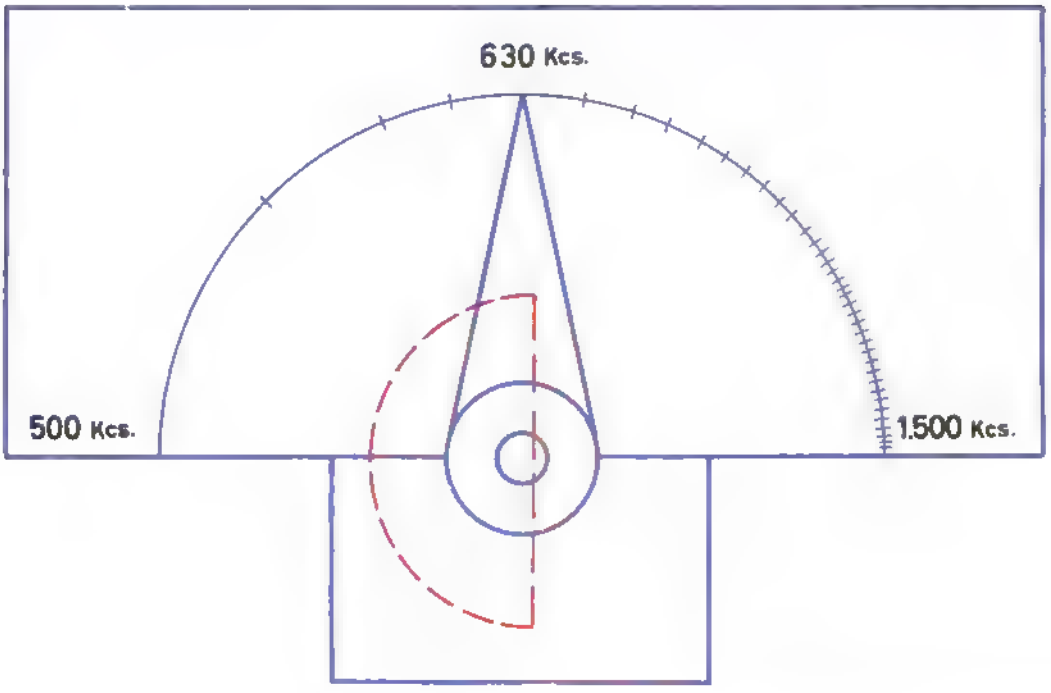




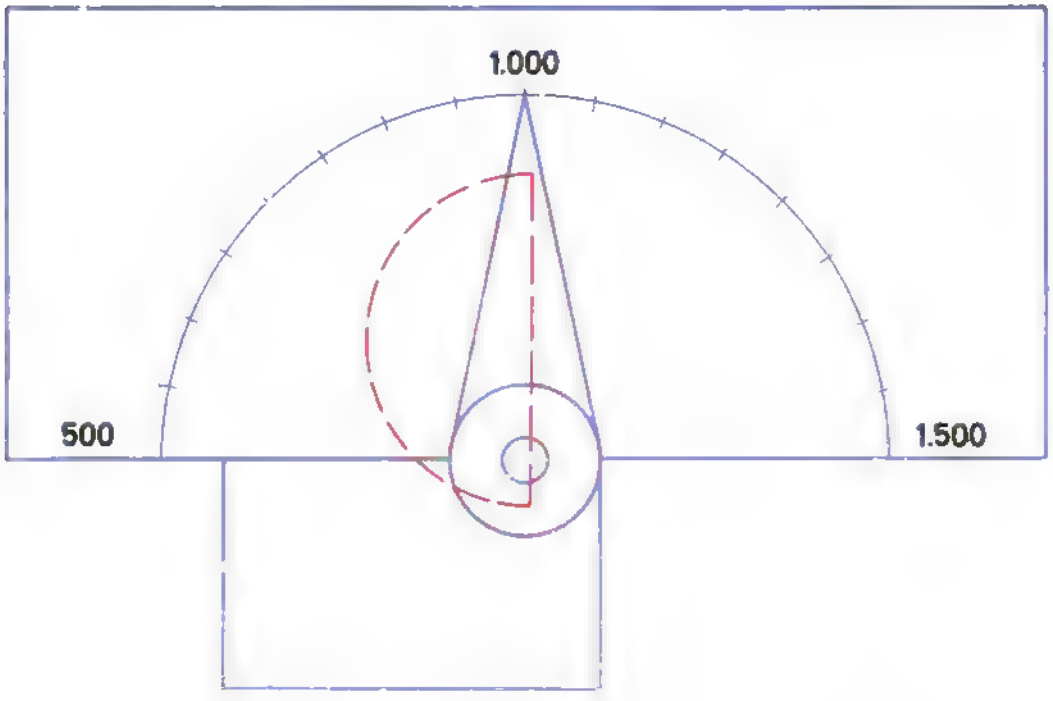
$$f = \frac{160}{\sqrt{380 \times 55'8}} = 1 \text{ Mc/s} = 1000 \text{ Kc/s}$$

de forma que cincuenta emisoras aparecerían en el lado izquierdo del cuadrante y otras cincuenta en el derecho.

En rigor, con placas semicirculares no puede conseguirse que las emisoras aparezcan uniformemente distribuidas a lo largo del cuadrante, aunque el eje esté desplazado. Para conseguirlo, las placas móviles debieran tener un perfil especial de difícil ejecución mecánica, por lo que usualmente no se emplea.



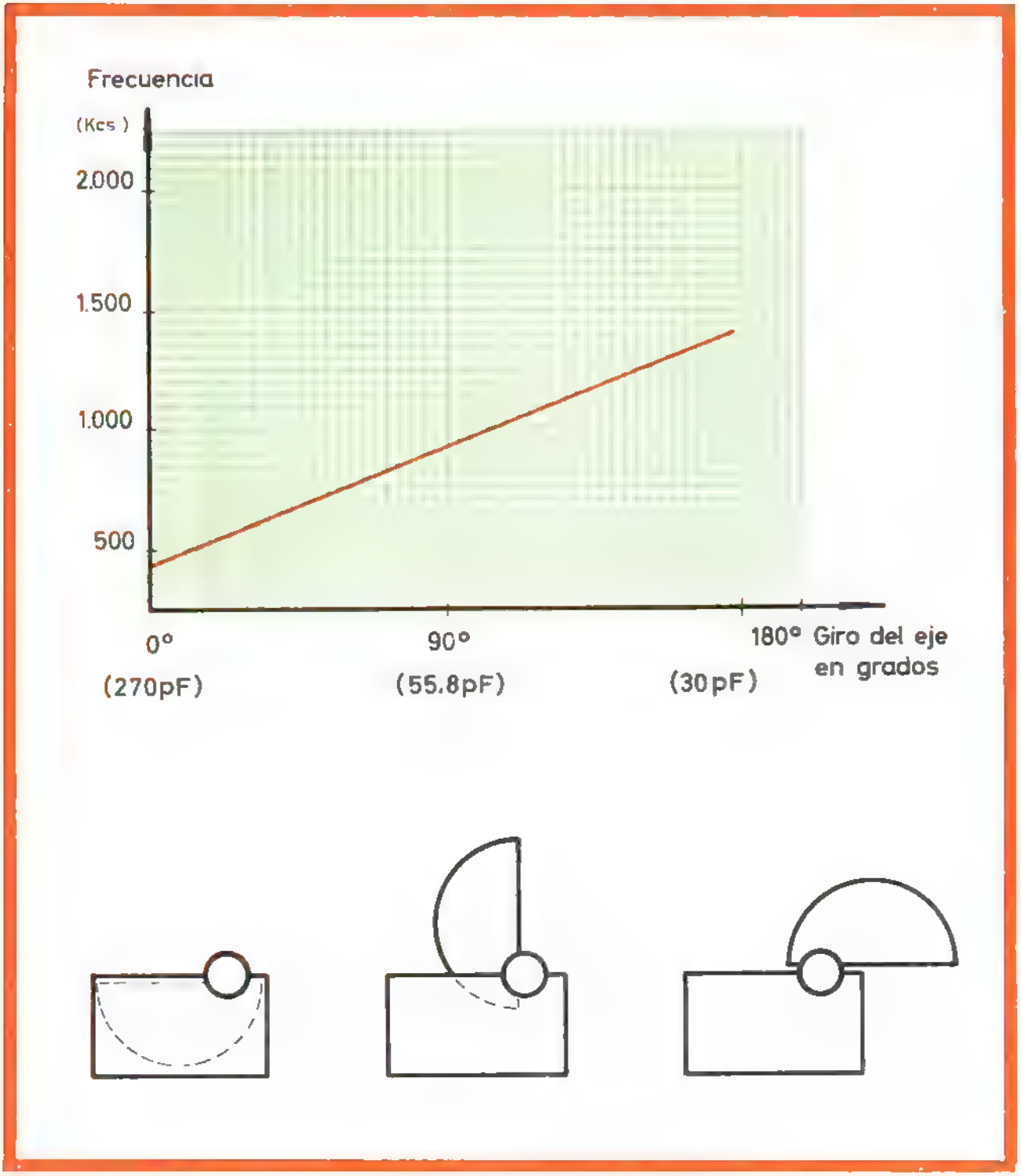
Con un condensador en que la capacidad varía proporcionalmente al giro del eje, las emisoras aparecen amontonadas a la derecha del dial.



Eligiendo un condensador de eje desplazado las emisoras aparecen más uniformemente repartidas sobre el dial.

A pesar de esto supondremos en lo que sigue (a fin de simplificar los gráficos) que disponemos de un condensador capaz de conseguir que la frecuencia sintonizada varíe proporcionalmente al giro del eje. Repetimos que en los condensadores variables que se encuentran en el comercio esta proporcionalidad entre el ángulo barrido por el giro del eje y la variación de la frecuencia sintonizada sólo se da en forma aproximada, aunque aceptable en la práctica.

Aceptando esta hipótesis, la relación entre frecuencia sintonizada y posición del mando en la gama de 500 a 1500 Kc/s queda reflejada en el gráfico adjunto.



EL ARRASTRE EN LOS SUPERHETERODINOS CON TANDEM NO RECORTADO

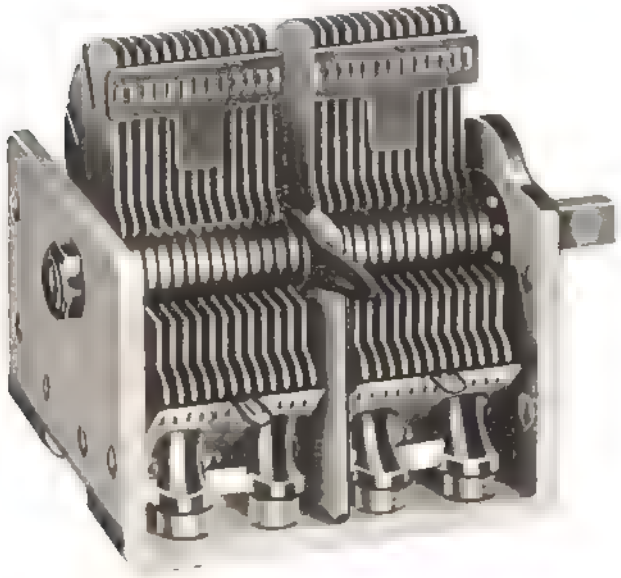
Veamos ahora cómo se resuelve el problema del arrastre en los superheterodinos que emplean un tándem no recortado para que el error sea prácticamente despreciable en toda la gama sintonizada.

Para ello desarrollaremos un ejemplo concreto, suponiendo que nos hemos propuesto realizar el montaje de un paso oscilador-mezclador capaz de convertir cualquier señal de radio recibida en antena, dentro de la gama de 500 a 1500 Kc/s, en una señal de frecuencia fija (la F.I.) cuyo valor vamos a fijar, con el fin de desarrollar el ejemplo, en 470 Kc/s. Ese u otro aproximado es el valor de la F.I. empleada en los receptores comerciales.

Para conseguir el mando único del circuito resonante de antena y del oscilador local, emplearemos un tándem de dos secciones, cada una de las cuales tiene (vamos a suponerlo así) las características eléctricas indicadas en el párrafo anterior; es decir: $C_{min} = 30$ pF y $C_{max} = 270$ pF.

Con respecto al circuito de antena, vamos a suponer que debe sintonizar frecuencias comprendidas entre 500 y 1500 Kc/s. Para conseguirlo, bastará que la bobina de antena tenga una autoinducción de $L = 380$ μH, según hemos visto en el apartado anterior.

Ahora bien, en el oscilador local las condiciones son distintas, ya que en cualquier posición del mando debe generar una señal cuya frecuencia difiera en 470 Kc/s de la sintonizada por el circuito de antena. Aquí radica el problema. Veamos cómo solucionarlo.



Vamos a desarrollar nuestro ejemplo en el supuesto de que utilizamos un tándem de dos secciones idénticas para las que $C_{min} = 30$ pF y $C_{max} = 270$ pF.

UNA ELECCION PREVIA

En principio tenemos dos posibilidades entre las que elegir: la primera, hacer trabajar el oscilador local a una frecuencia 470 Kc/s más baja que la frecuencia que sintoniza el circuito de antena. La segunda, hacerlo trabajar a una frecuencia 470 Kc/s más alta.

En el primer caso, la frecuencia del oscilador habría de variar entre 30 y 1030 Kc/s, dado que la gama de las frecuencias a sintonizar comprende desde 500 Kc/s a 1500 Kc/s.

$$500 - 470 = 30 \text{ Kc/s}$$
$$1500 - 470 = 1030 \text{ Kc/s}$$

En el segundo caso la frecuencia del oscilador debería variar entre 970 y 1970 Kc/s, ya que

$$500 + 470 = 970 \text{ Kc/s}$$
$$1500 + 470 = 1970 \text{ Kc/s}$$

Si optamos por la primera solución, el cociente de dividir la frecuencia máxima entre la frecuencia mínima será de $1030 : 30 \simeq 34'3$.

Es decir, la frecuencia máxima es 34'3 veces mayor que la frecuencia mínima. Pero, según hemos visto, con el condensador de que disponemos sólo puede conseguirse que la frecuencia más alta sea tres veces mayor que la más baja. En realidad, ni con el condensador de que disponemos ni con ningún otro condensador que pueda fabricar-

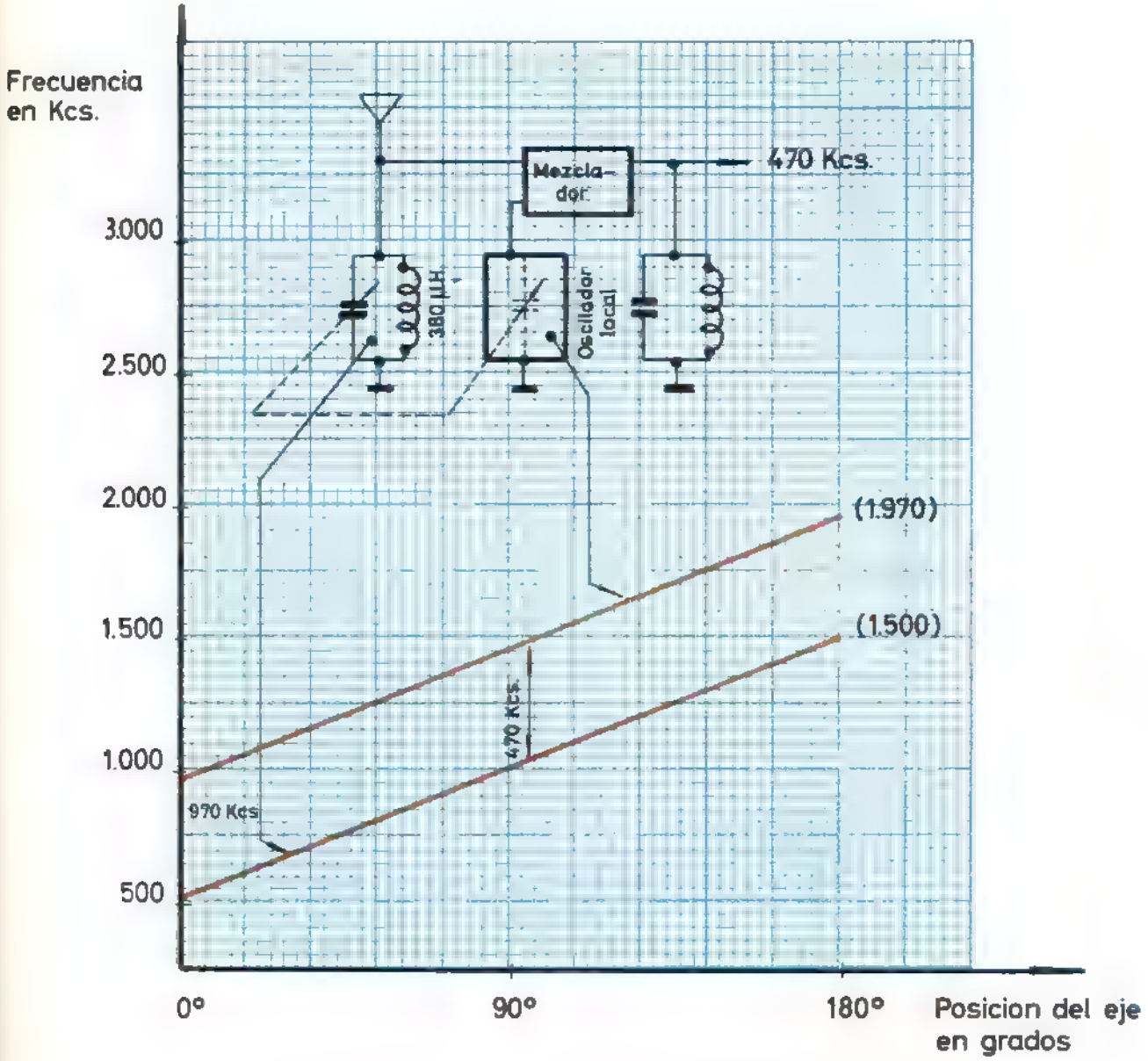
se podríamos conseguir variaciones de frecuencia de 30 Kc/s a 1030 Kc/s utilizando una sola bobina. Así, pues, debemos desechar la primera posibilidad.

La segunda, en cambio, se presenta más esperanzadora. En efecto:

$$\frac{1970}{970} = 2'03$$

Es decir: haciendo trabajar el oscilador a una frecuencia más alta que el circuito de antena, sí es posible cubrir con una sola bobina la gama comprendida entre 970 y 1970 Kc/s, ya que en este caso la frecuencia más alta es solamente 2'03 veces mayor que la más baja.

Decididamente, pues, haremos que el oscilador trabaje constantemente a una frecuencia 470 Kc/s más alta que la del circuito de antena. En el gráfico adjunto indicamos la relación que deberían guardar las frecuencias de sintonía del circuito de antena y las frecuencias del oscilador local en función del ángulo girado por el eje del tándem.

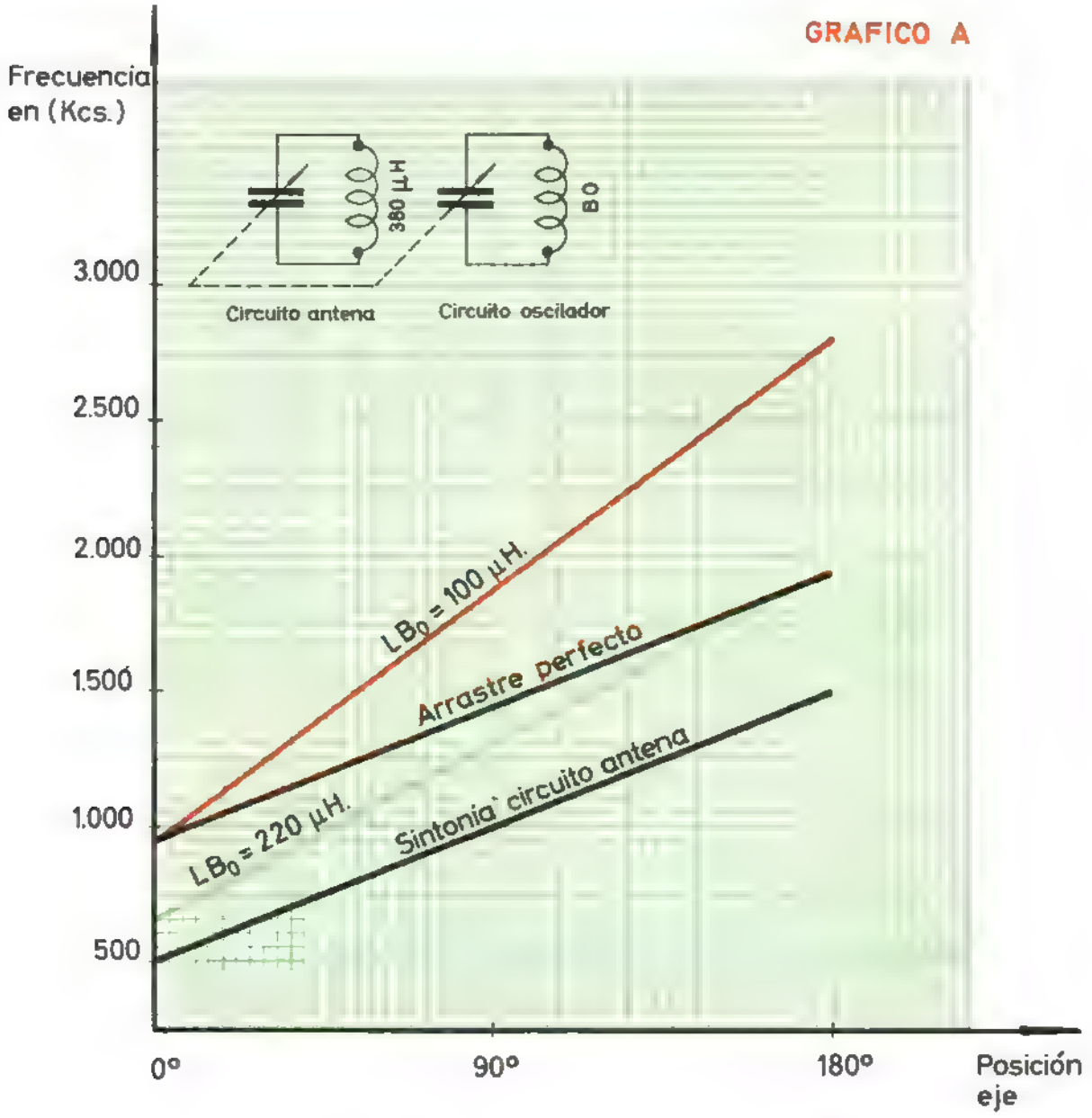


ARRASTRE CON COINCIDENCIA SIMPLE

Observe que en el párrafo precedente hemos hablado de la relación *que deberían* guardar las dos frecuencias en juego. Empleamos una forma condicional porque el conseguir que la diferencia sea constantemente igual a 470 Kc/s nos traerá más de un quebradero de cabeza.

Supongamos, en efecto, que elegimos una bobina para el circuito del oscilador local (la bobina osciladora) de forma que con el tándem completamente cerrado genere una señal de 970 Kc/s. Esa bobina (lo hemos visto hace poco) debe tener 100 μH; y con ella conseguiremos, desde luego,

GRAFICO A



He aquí cómo al utilizar un tándem con dos secciones iguales, la frecuencia del oscilador tiene únicamente en una posición del eje el valor correcto.

que el batido entre la señal sintonizada en el circuito de antena y la generada por el oscilador local tenga una frecuencia de 470 Kc/s cuando el condensador está totalmente cerrado. Pero al abrirlo el circuito de antena queda sintonizado a 1500 Kc/s y el del oscilador a 2810 Kc/s: la diferencia será 2810 — 1500 = 1310 Kc/s. Es decir, un valor muy superior a los 470 Kc/s que pretendemos.

En cambio, si elegimos la bobina de 220 μH la frecuencia del oscilador variará entre 656'6 Kc/s (condensador cerrado) y 1870 (condensador abierto); ahora el error aparece en el extremo contrario de la banda. Es decir: con el condensador cerrado obtenemos una diferencia de 656'6 — 500 = = 156'6 Kc/s, valor notoriamente más bajo que la frecuencia intermedia elegida.

En nuestro *gráfico A* se advierte con toda claridad cómo, en los dos casos, la relación entre la frecuencia del oscilador local y la del circuito de antena difiere de forma inadmisible en comparación con la que según el gráfico anterior debiera existir.

Con la primera bobina (100 μH) sólo hay un punto que coincida con la solución buscada; en los demás puntos *la señal de batido tiene una frecuencia mayor que 470 Kc/s*. Con la bobina de 220 μH también hay un solo punto de coincidencia (el opuesto de la banda); en los demás *la señal de batido tiene una frecuencia menor que 470 Kc/s*.

En estas condiciones podemos hablar de un *arrastre de coincidencia simple*, puesto que la coincidencia se da en un solo punto de la curva de arrastre perfecto.

Los dos casos estudiados en el arrastre con coincidencia simple están muy lejos del *arrastre perfecto;* pero los resultados pueden ser mejores.

ARRASTRE CON DOBLE COINCIDENCIA

Caso primero. Utilizando la bobina de 100 μH

En el supuesto de elegir para el oscilador la bobina de valor más bajo ($B_o = 100$ μH), se aprecia claramente que el error mayor se produce en las frecuencias altas; es decir: cuando el condensador está totalmente abierto. En esa posición, en efecto, el oscilador local genera una señal de 2810 Kc/s ¡cuando el valor adecuado es de 1970 Kc/s!

Pues bien; para reducir el valor de esa frecuencia excesivamente alta puede hacerse lo siguiente: colocar en paralelo con el condensador variable una pequeña capacidad fija del orden de la capacidad mínima ($C_{mín}$) del condensador variable. Vamos a llamarla C_t.

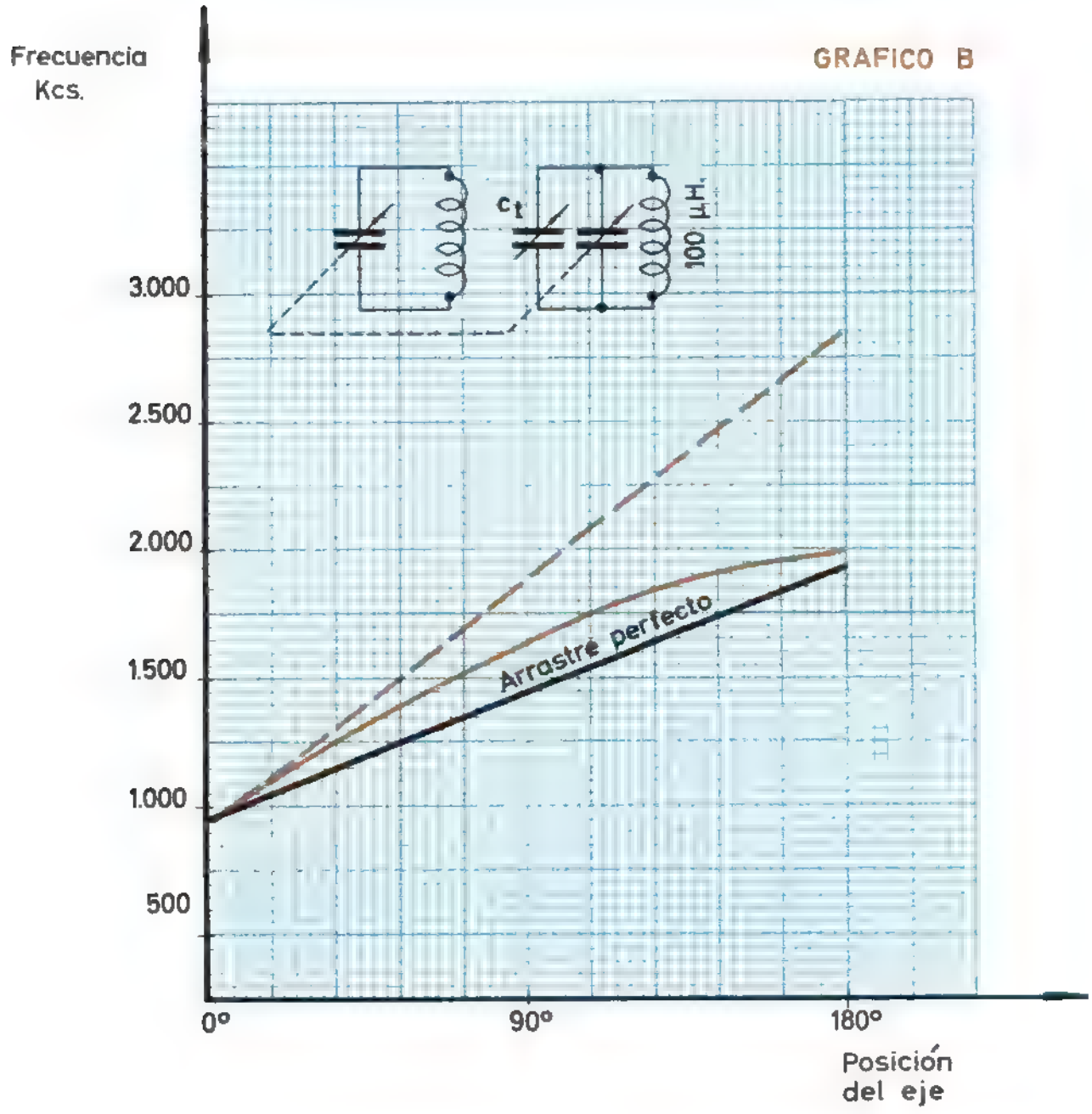
Ct

Bo

Cuando el condensador está totalmente abierto esta capacidad fija C_t influye mucho en el valor de la frecuencia generada por el oscilador. Si, por ejemplo, $C_t = 30$ pF, la capacidad total con el condensador variable totalmente abierto es el doble que antes: 30 + 30 = 60 pF. En cambio, con el condensador totalmente cerrado, la influencia será pequeña, dado que la capacidad habrá pasado de 270 a 270 + 30 = 300 pF, que es una variación relativamente pequeña. Colocando, pues, esa pequeña capacidad C_t y *sin variar la bobina*, conseguiremos que en la parte alta de la gama se reduzca mucho el error sin que por ello quede excesivamente desajustada la parte más baja. El resultado sería, más o menos, el que se indica en nuestro gráfico B.

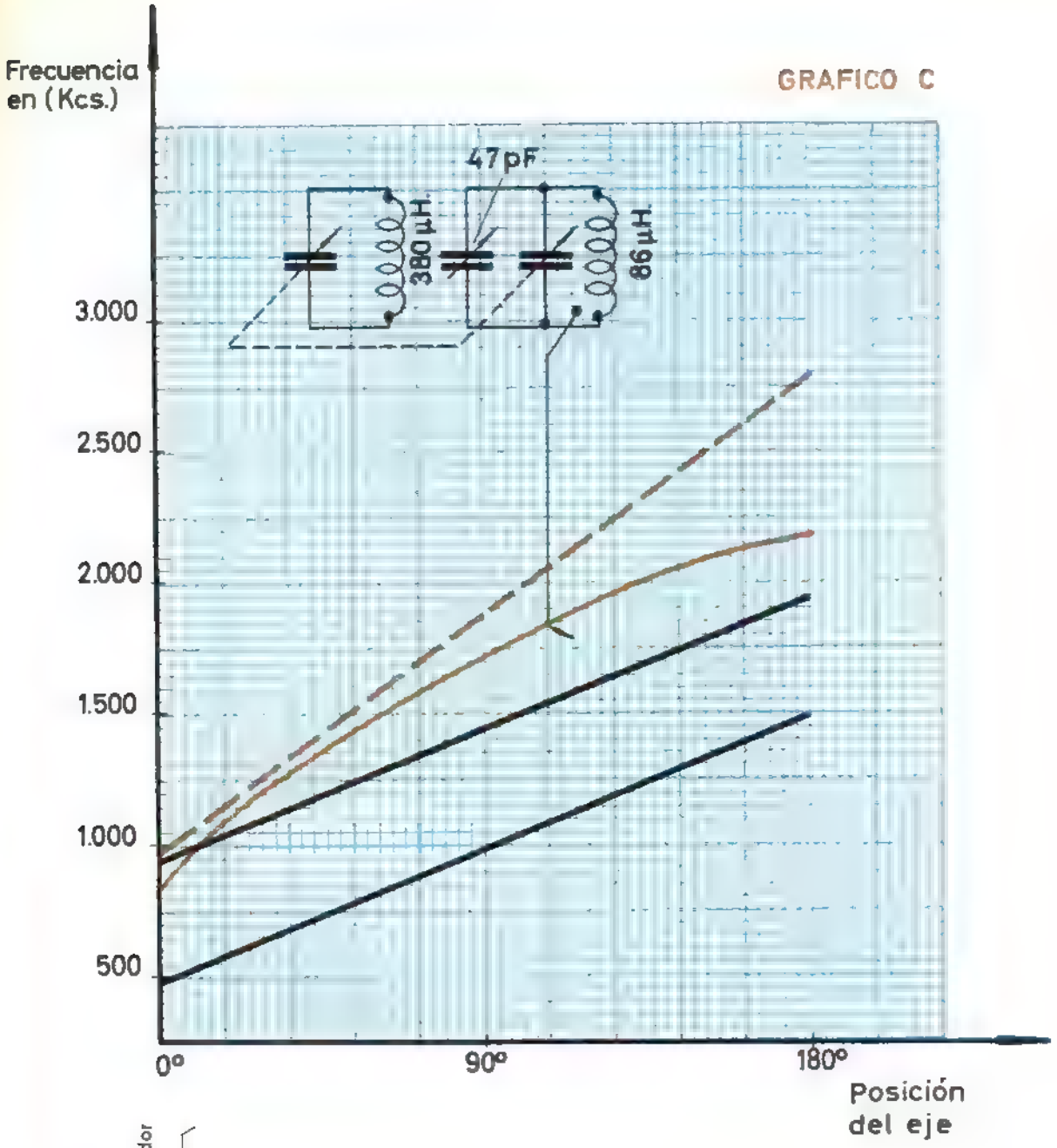
Esto ocurriría *sin variar la bobina*, o sea, utilizando la bobina de 100 μH; pero lo cierto es que si para compensar el aumento de capacidad elegimos una bobina con una inductancia algo menor, incluso es posible conseguir que el oscilador genere 970 Kc/s al cerrar el condensador y 1970 Kc/s al abrirlo totalmente. En el ejemplo que venimos desarrollando esto se consigue con $C_t = 47$ pF y $B_o = 86$ μH.

En el gráfico C puede apreciar cómo la curva que relaciona la frecuencia generada por el oscilador con la posición del eje del condensador variable coincide en los extremos con la de *arrastre perfecto;* y que en las posiciones intermedias, si bien no hay una coincidencia total, el error queda considerablemente reducido.



Sin cambiar la bobina es posible disminuir el error en el arrastre añadiendo en paralelo a la sección del tándem correspondiente al oscilador una pequeña capacidad C_t.

GRAFICO C



Frecuencias extremas del oscilador

$$f\,max = \frac{160}{\sqrt{86 \times (30+47)}} = 1{,}970\ Kcs.$$

$$f\,min. = \frac{160}{\sqrt{86 \times (270+47)}} = 0{,}97\ Kcs.$$

Eligiendo convenientemente C_1 y la autoinducción de la bobina osciladora es posible hacer que la curva real de arrastre coincida en dos puntos con la de arrastre perfecto.

Caso segundo. Con bobina de 220 μH

Vamos a elegir ahora la bobina de 220 μH. En este caso el inconveniente radica en que, al ir cerrando el condensador, la frecuencia disminuye más rápidamente de lo que es de desear; y así, al quedar completamente cerrado, la frecuencia de oscilación es de 565'6 Kc/s, cuando debiera ser de 970 Kc/s. Para elevar el valor excesivamente bajo de la frecuencia de oscilación en este extremo de la gama, deberemos reducir la capacidad del circuito, lo que puede conseguirse *colocando en serie* con el condensador variable una capacidad fija a la que llamaremos C_p. Esta capacidad será del orden de la máxima del condensador variable (C_{max}).

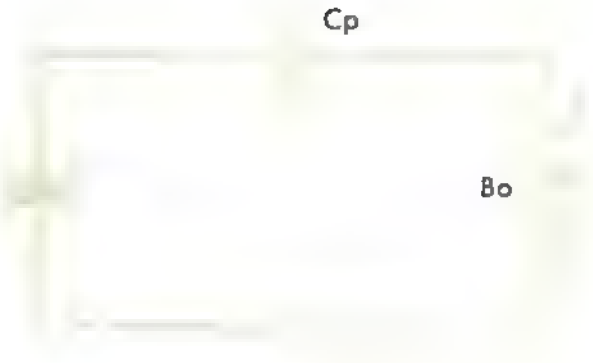
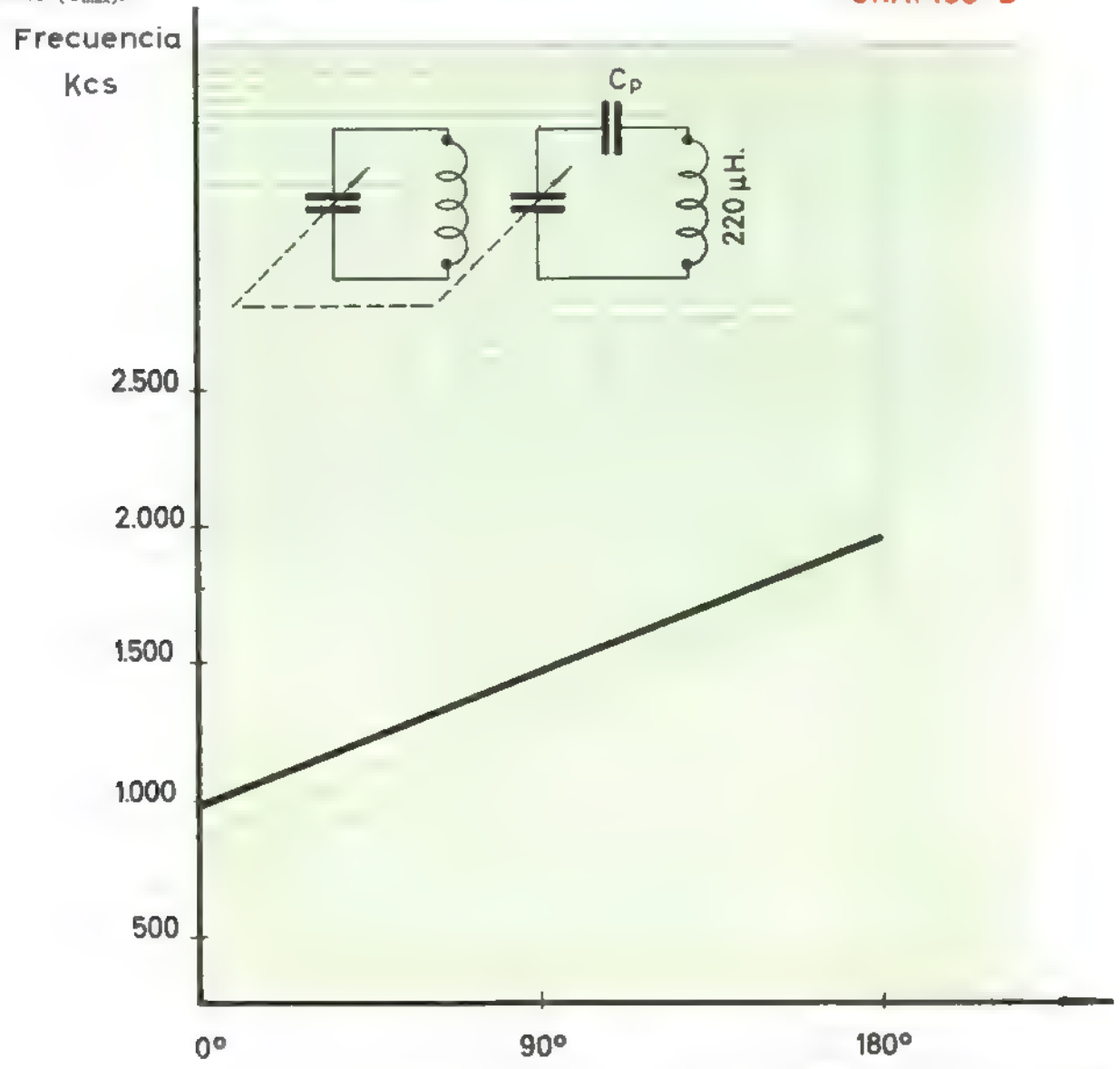
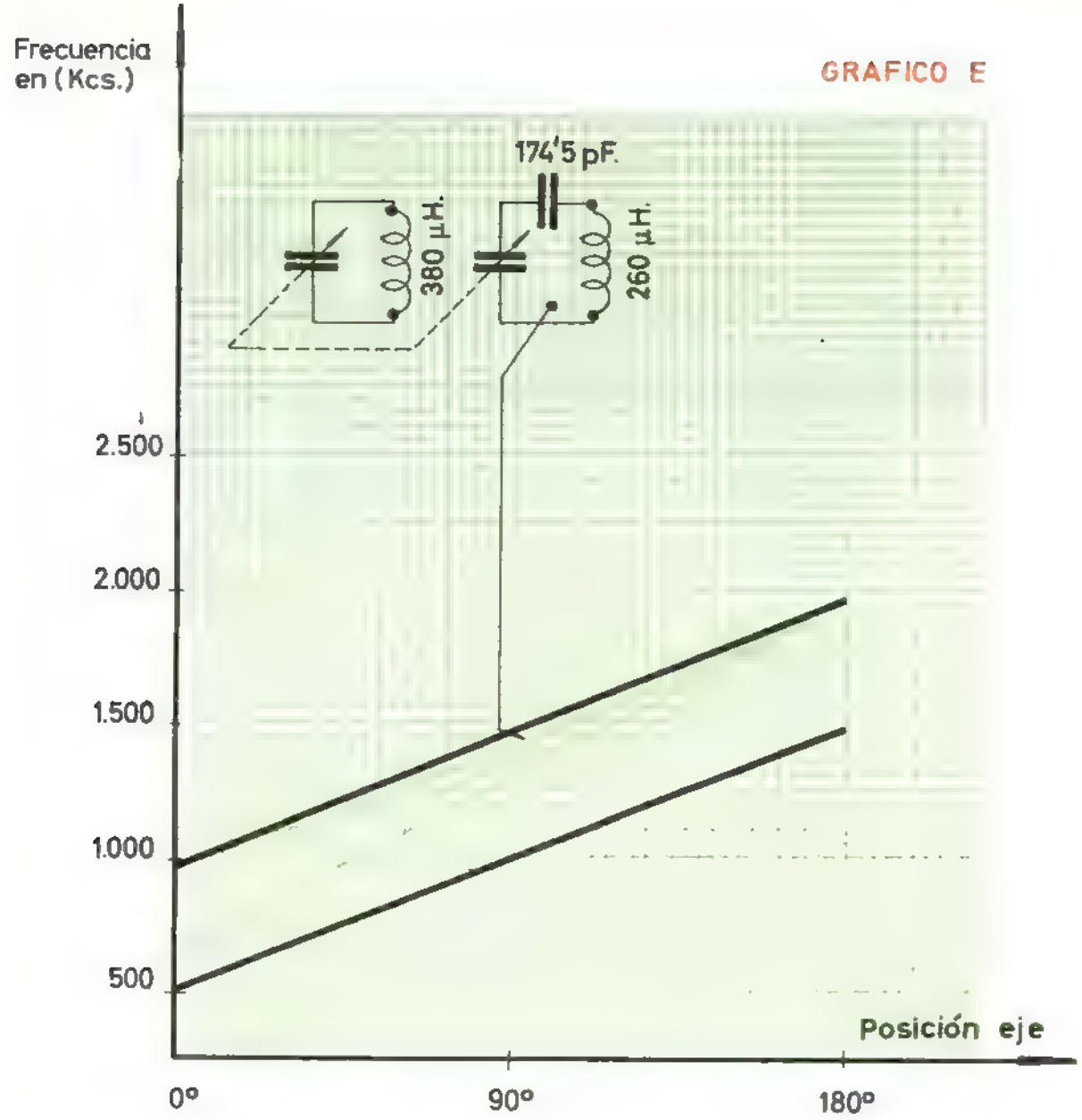


GRAFICO D



Sin variar la bobina osciladora también es posible en el caso segundo disminuir el error en el arrastre añadiendo en serie con la sección del tándem correspondiente al oscilador un condensador C_p llamado "padder".

GRAFICO E



$$f\ max. = \frac{160}{\sqrt{260 \times 25{,}6}} = 1{,}97\ Kcs.$$

17,5 pF
270 pF
equivale a 106 pF

$$f\ min. = \frac{160}{\sqrt{260 \times 25{,}6}} = 0{,}97\ Mcs.$$

174,5 pF
30 pF
equivale a 25,6 pF

Eligiendo convenientemente C_p y la autoinducción de la bobina oscilladora es posible hacer coincidir en dos puntos la curva real de arrastre y la de arrastre perfecto.

En estas circunstancias las condiciones de funcionamiento del oscilador habrán variado notablemente en el extremo inferior de la gama. Vamos a comprobarlo, eligiendo $C_p = 270$ pF. En este caso la capacidad total del circuito habrá quedado reducida a la *mitad*. Véalo:

$$\frac{270 \times 270}{270 + 270} = 135 \text{ pF}$$

En cambio, en el extremo superior de la gama las condiciones difieren muy poco de las anteriores, ya que ahora la capacidad total será:

$$\frac{270 \times 30}{270 + 30} = \frac{8100}{300} = 27 \text{ pF}$$

La capacidad mínima ha pasado, pues, de 30 a 27 pF; una variación relativamente pequeña, como se ve.

En resumidas cuentas: esa capacidad C_p, si la determinamos correctamente, permitirá reducir el error en el extremo inferior de la banda, conservando la bobina de 220 μH, sin que por ello quede excesivamente desajustado el extremo superior. El resultado es más o menos el que se indica en el gráfico D.

También aquí, como en el primer caso, es posible mejorar las cosas haciendo que la curva que da la frecuencia de oscilación en función de la posición del eje del tándem coincida en los extremos con la de *arrastre perfecto*. Para ello es necesario elegir un valor adecuada para C_p y aumentar algo la autoinducción de la bobina; de esta forma se compensa la disminución de capacidad.

En el ejemplo que desarrollamos la coincidencia de que hablamos se consigue con $L_B = 260$ μH y $C_p = 174'5$ pF. El resultado puede verse en el gráfico E, donde se aprecia, además, que si bien en las posiciones intermedias el arrastre no es perfecto, el error ha quedado muy reducido.

ARRASTRE CON TRIPLE COINCIDENCIA

Acabamos de ver cómo la elección conveniente de los valores de la autoinducción y los de las capacidades C_t o C_p puede conseguir, tanto en un caso como en otro, que la curva de frecuencia del oscilador *coincida en dos puntos* con la de arrastre perfecto; fuera de estos dos puntos la curva se mantiene por encima de la de arrastre perfecto en el primer caso y por debajo en el segundo. En los dos casos se dice que el arrastre presenta doble coincidencia.

Para mayor claridad ilustramos con un nuevo gráfico las desviaciones, respecto del valor fijado para la frecuencia intermedia de 470 Kc/s, que tendrían lugar en caso de utilizar uno u otro procedimiento. Vea el gráfico F.

Advierta cómo, en caso de utilizar C_t, la F.I. puede llegar incluso a tener valores de 620 Kc/s y cómo utilizando C_p el error es menor: el valor más bajo que alcanza la F.I. es de 428 Kc/s. Cabe preguntar: ¿puede considerarse aceptable un error de esta magnitud? La respuesta, desde luego, es NO. Ahora bien; puesto que desde un principio hemos advertido que con un tándem de secciones iguales no es posible conseguir el arrastre perfecto, ¿qué error es admisible? Respondamos a esta pregunta:

El error admisible viene limitado por el hecho de que las señales de F.I. deben ser amplificadas por el amplificador del mismo nombre (amplificador de F.I.); y que este amplificador es muy selectivo. Concretamente: tiene un ancho de banda de 9 Kc/s y se considera que sólo amplifica correctamente las señales de F.I. en tanto que estén comprendidas dentro del ancho de banda. En consecuencia, el arrastre debe ser tal que las señales de F.I. procedentes del conversor deben estar comprendidas entre:

$$470 + 4'5 = 474'5 \text{ Kc/s}$$

y

$$470 - 4'5 = 465'5 \text{ Kc/s}$$

Está claro que, de acuerdo con estas limitaciones, los resultados anteriores son inaceptables. Sin embargo, la observación del gráfico F nos sugiere una solución: dado que en el caso primero los valores de la F.I. resultante son demasiado elevados y en el caso segundo demasiado bajos, *combinemos las dos soluciones* con el fin de que los

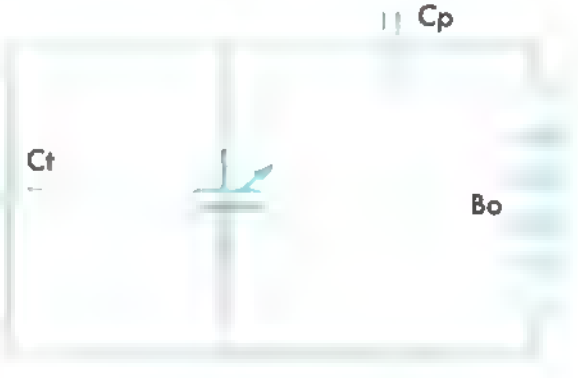
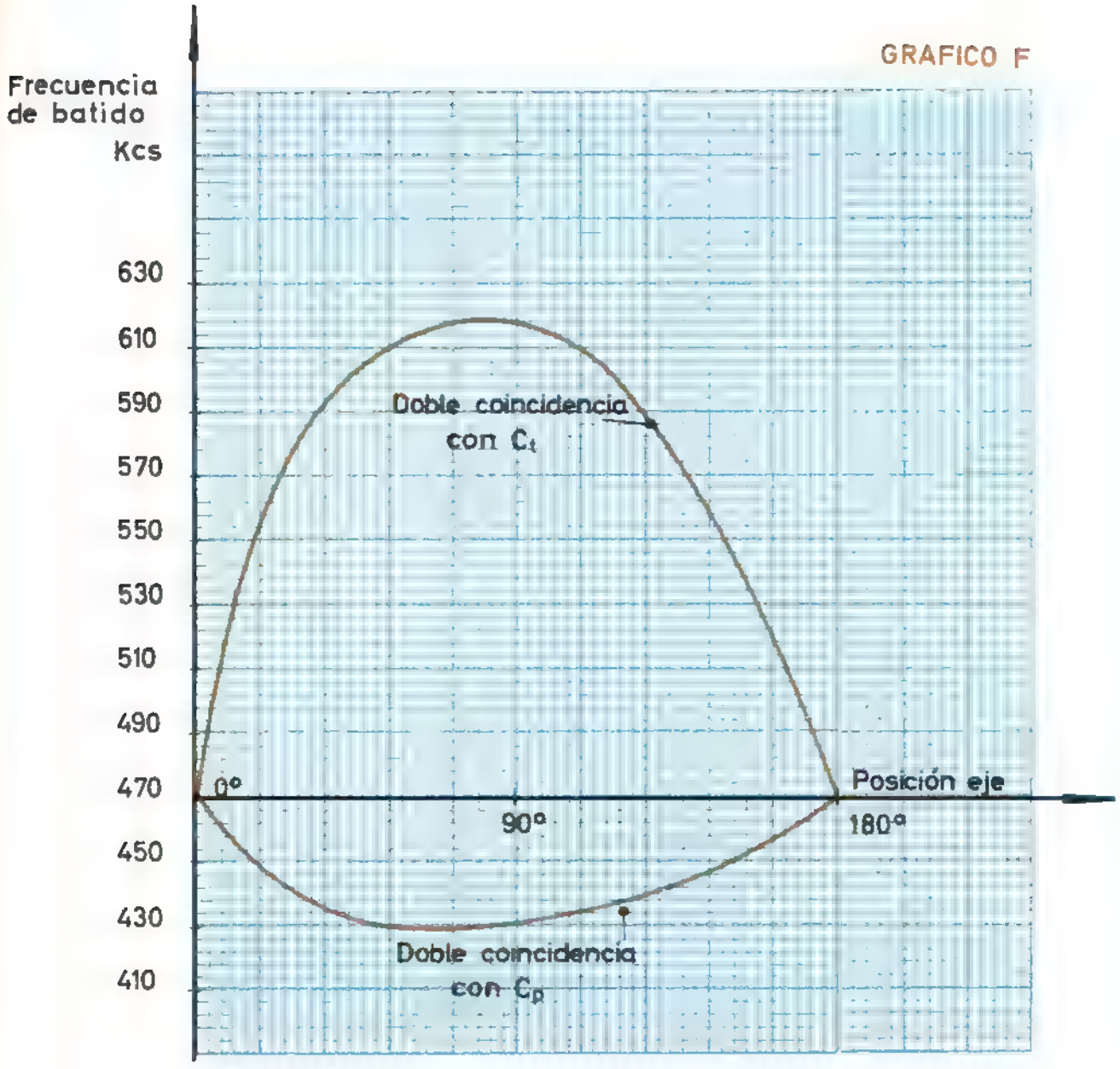


GRAFICO F



En este gráfico se aprecian más claramente las divisiones respecto de la frecuencia de batido en los casos de utilizar sólo C_t o C_p.

Observe que en este gráfico se ha ampliado mucho la escala de frecuencias para poner claramente de manifiesto esas desviaciones.

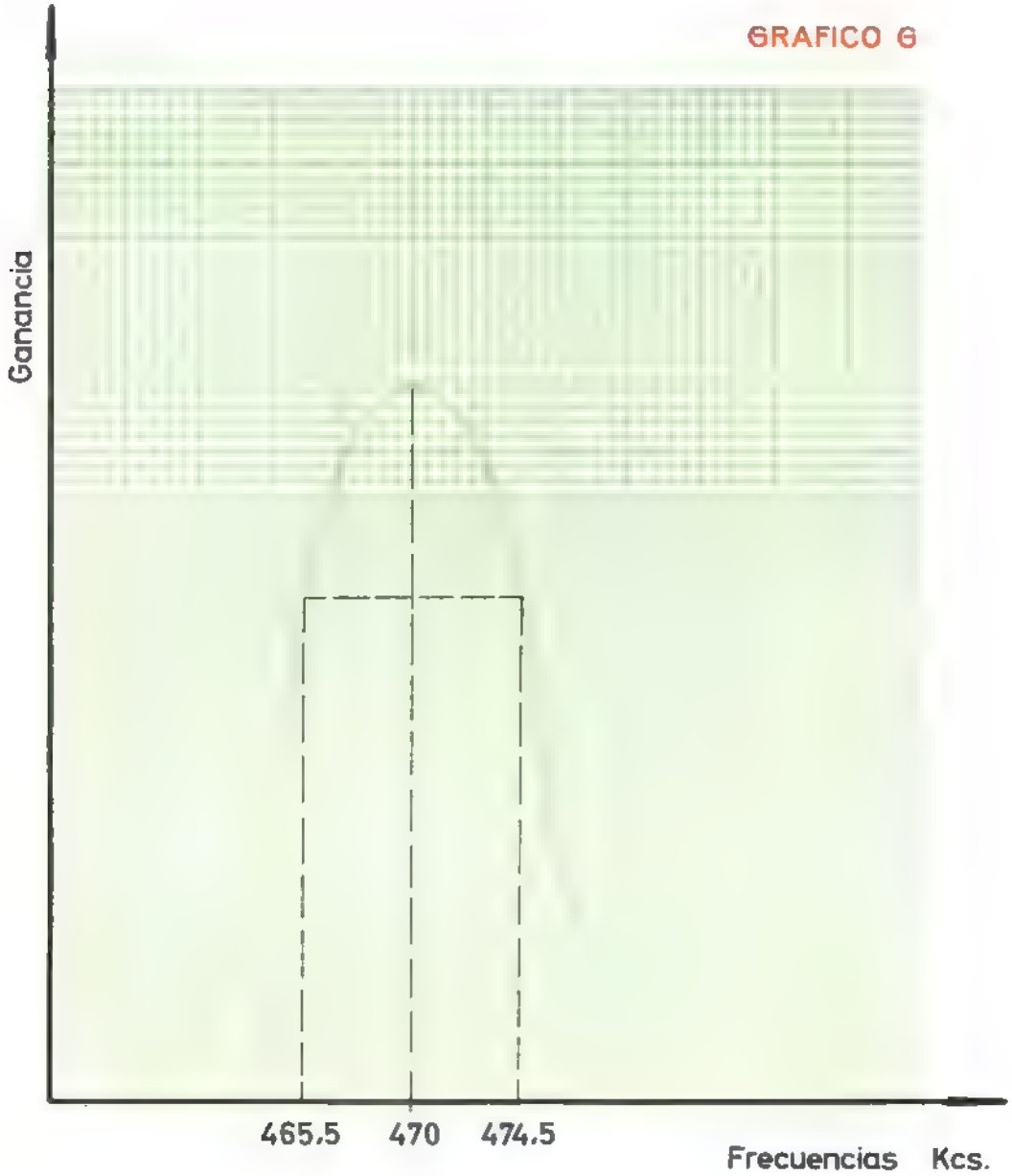
errores se reduzcan intensamente. Esta combinación consiste en utilizar a la vez las capacidades C_t y C_p.

El resultado es excelente; eligiendo adecuadamente C_t, C_p y B_o es posible conseguir un arrastre con *triple coincidencia*. Es decir, que la curva de frecuencia del oscilador-posición del eje coincida en tres puntos con la de *arrastre perfecto*. El tercer punto está situado en el centro de la banda.

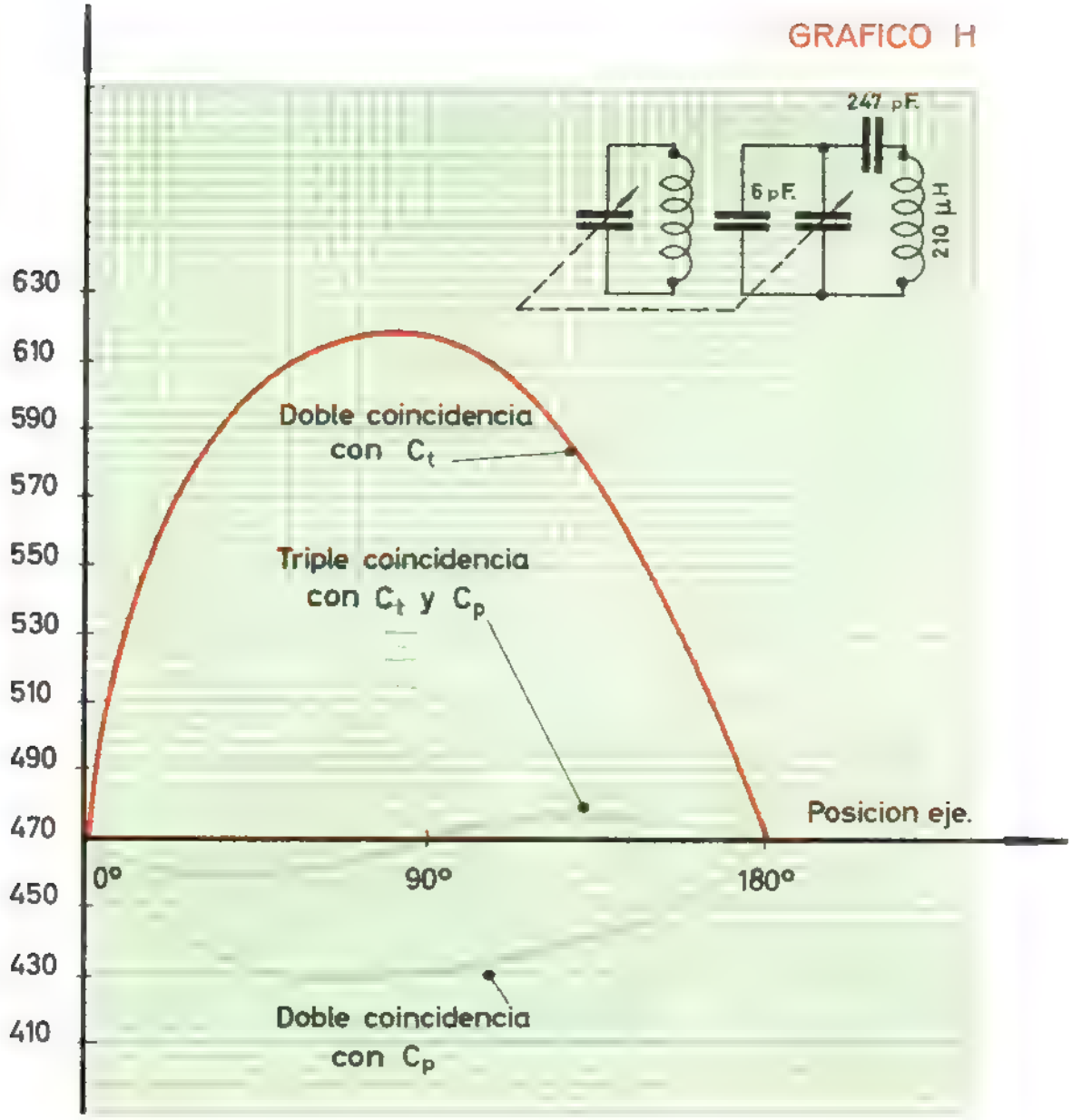
En nuestro ejemplo, utilizando

$$C_t = 6 \text{ pF}; \; C_p = 242 \text{ pF} \text{ y } L_{go} = 210 \; \mu\text{H}$$

se obtiene una curva como la indicada en el gráfico H, donde puede apreciarse no sólo la triple coincidencia, sino también que los errores se han reducido extraordinariamente, aunque en alguna parte todavía sean excesivos.



La curva de respuesta del amplificador de F.I. tiene este aspecto y se aprecia en ella con claridad que las frecuencias que caen fuera de su ancho de banda no son amplificadas o lo son muy poco.



Utilizando a la vez C_t y C_p se consigue que la curva de arrastre real presente tres puntos de coincidencia con la de arrastre perfecto. En los puntos intermedios además los errores son mucho más reducidos.

UNA ULTIMA MEJORA

Con el fin de reducir el error hasta el límite admisible, en lugar de elegir C_t y C_p de forma que la coincidencia tenga lugar en los extremos de la banda se les calcula de forma que esa coincidencia tenga lugar para frecuencias que estén un poco por encima de los 500 Kc/s y algo por debajo de los 1500 Kc/s. De esta forma, el error queda más distribuido a lo largo de la gama y alcanza, por tanto, valores menos importantes.

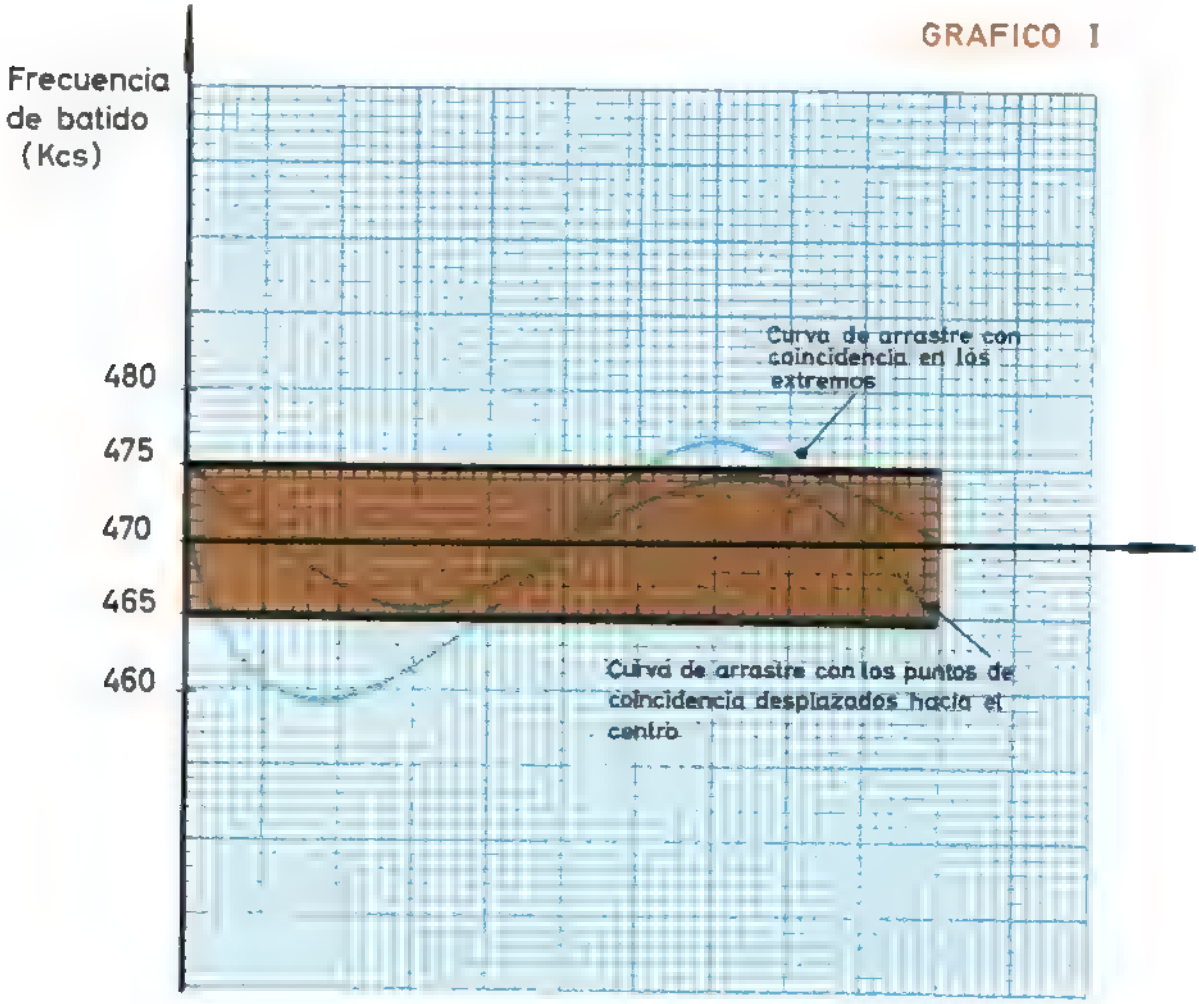
En la práctica, C_t y C_p son condensadores de capacidad ajustable; una vez que el receptor ha sido construido se les da la capacidad adecuada mediante un proceso denominado de *ajuste o alineamiento del paso conversor*, proceso que será estudiado en otra lección.

Una vez ajustadas las capacidades C_t y C_p al valor adecuado el resultado es el que indicamos a continuación, donde se advierte que los errores no sobrepasan el límite impuesto. (Gráfico I.)

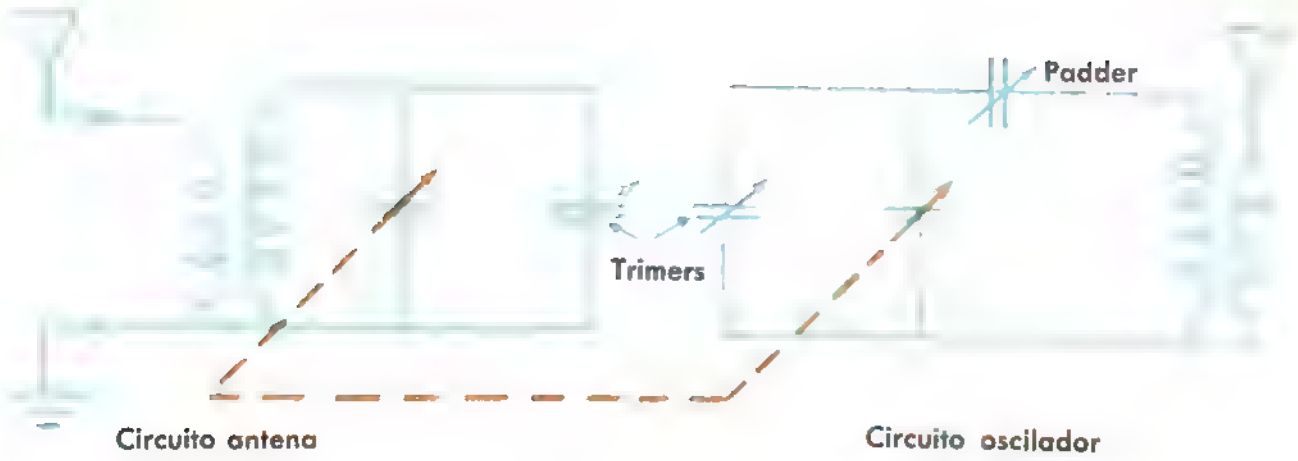
En la práctica, según hemos dicho, C_t es un pequeño condensador ajustable idéntico al que con el nombre inglés de *trimmer* conocimos al hablar del receptor de radiofrecuencia sintonizado. C_p tiene una configuración análoga, salvo en el hecho de que tiene mucha mayor capacidad. Se le conoce también, como a muchos elementos de radio, por un nombre inglés: *padder*.

En la práctica la sección del tándem que se emplea en el circuito de antena también está provista de un *trimmer*, con el fin de conseguir que

GRAFICO I



Si C_t y C_p se calculan o ajustan de forma que la coincidencia no tenga lugar en los extremos de la banda, sino en puntos algo desplazados hacia el centro, es posible que las desviaciones no sobrepasen los límites impuestos por el ancho de banda del amplificador de F.I.



la relación $\frac{C_{max}}{C_{min}}$ tenga un valor más reducido del que presenta el tándem por sí solo. De otra forma, la gama de frecuencia sintonizada sería demasiado amplia.

Digamos, por último, que lo que venimos llamando *bobina de antena* es en realidad el secundario de un transformador de alta frecuencia, a cuyo primario se conectan los terminales de antena y tierra.

Así, pues, he aquí el esquema de un paso conversor típico con triodo-heptodo y tándem *no recortado*:

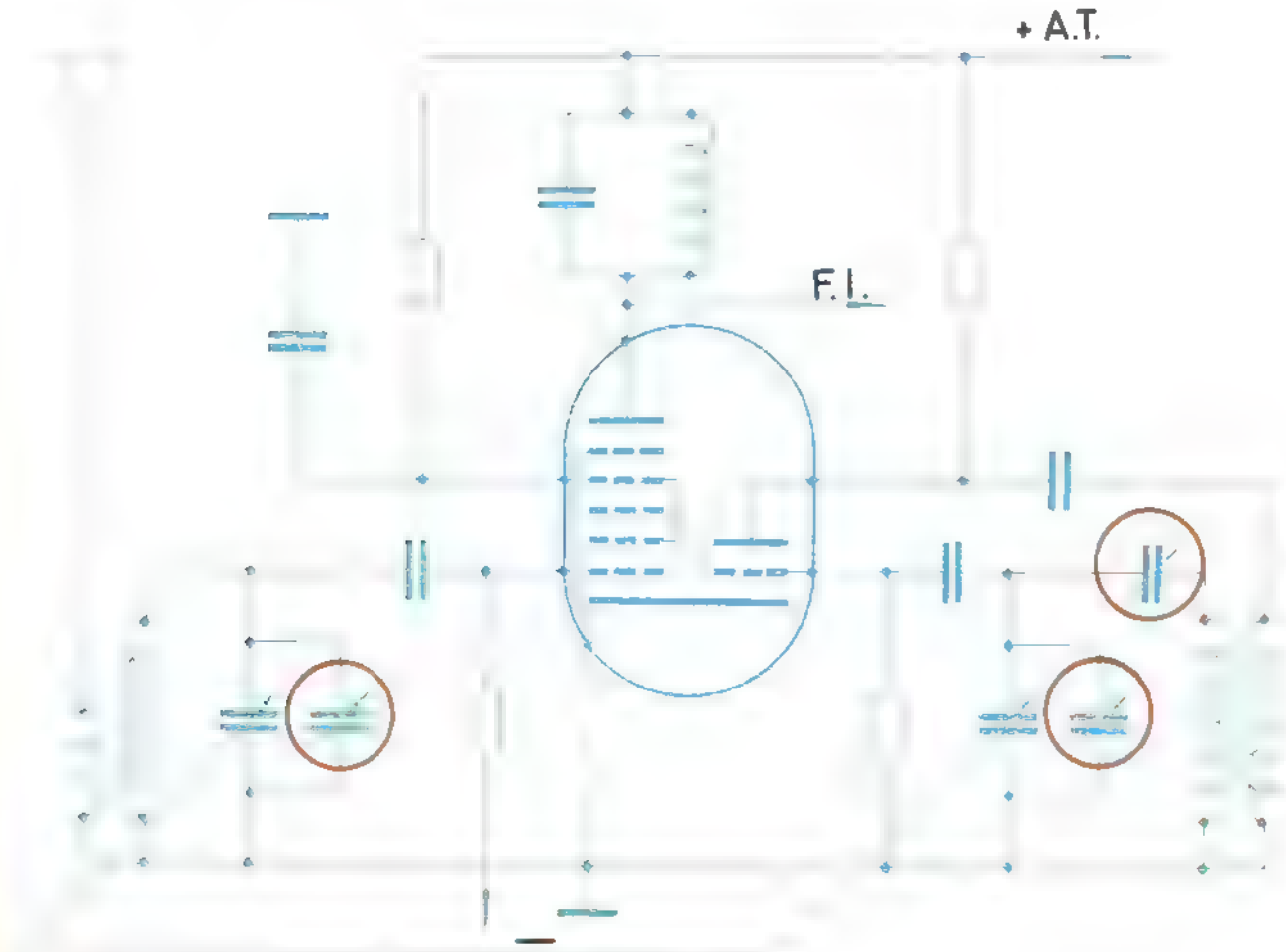
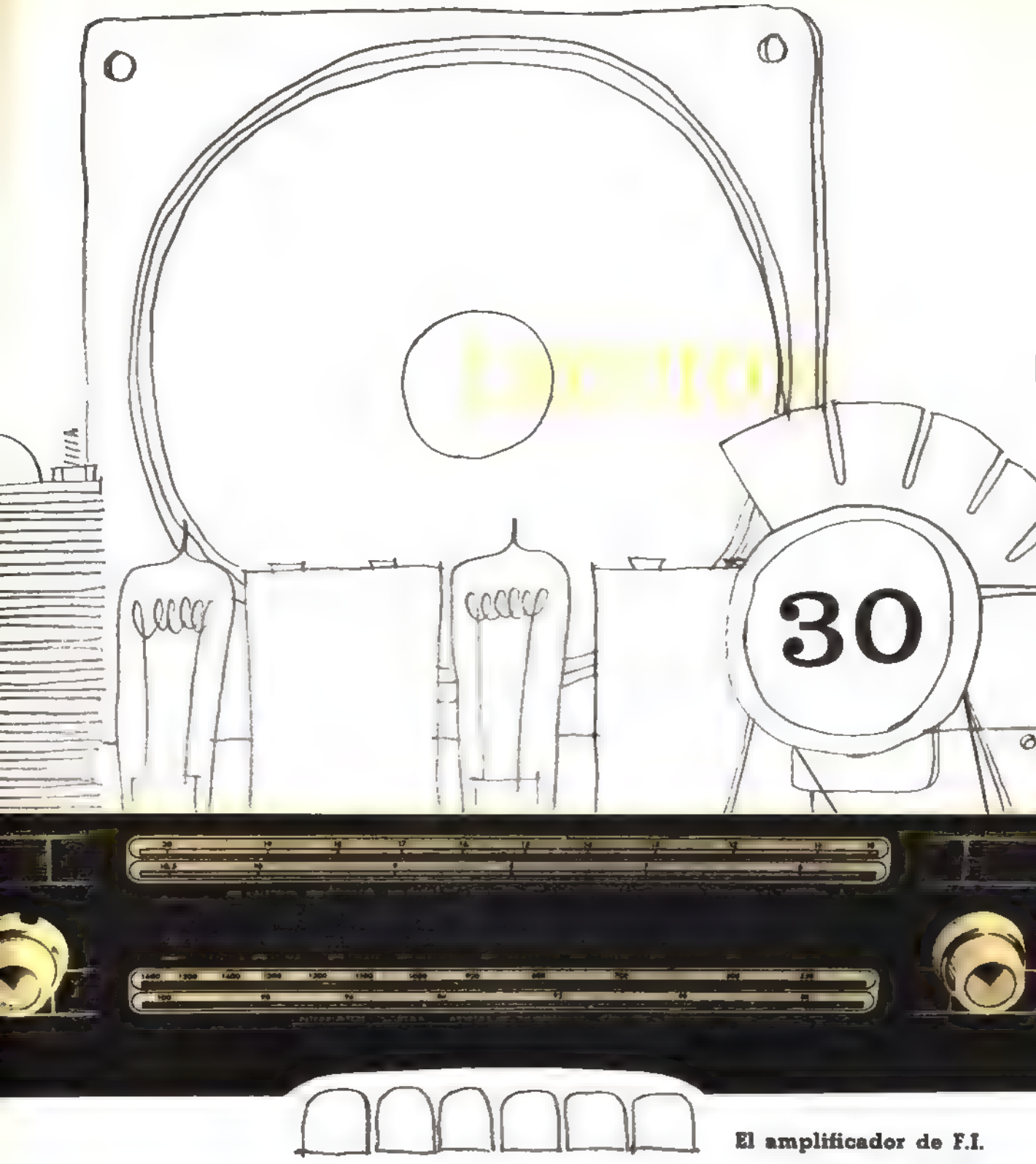


Diagrama indicando cómo se resuelve el problema del mando único en los receptores superheterodinos con tándem no recortado.



El amplificador de F.I.

Valor de la F.I.

Ancho de banda

Transformadores de F.I.

Esquema básico del super-heterodino

radiotecnia (10)

Estudio del amplificador de F.I. - Valor de la F.I; ancho de banda - Constitución del amplificador de F.I. - Los transformadores de F.I. - El esquema básico del superheterodino

EL AMPLIFICADOR DE F.I

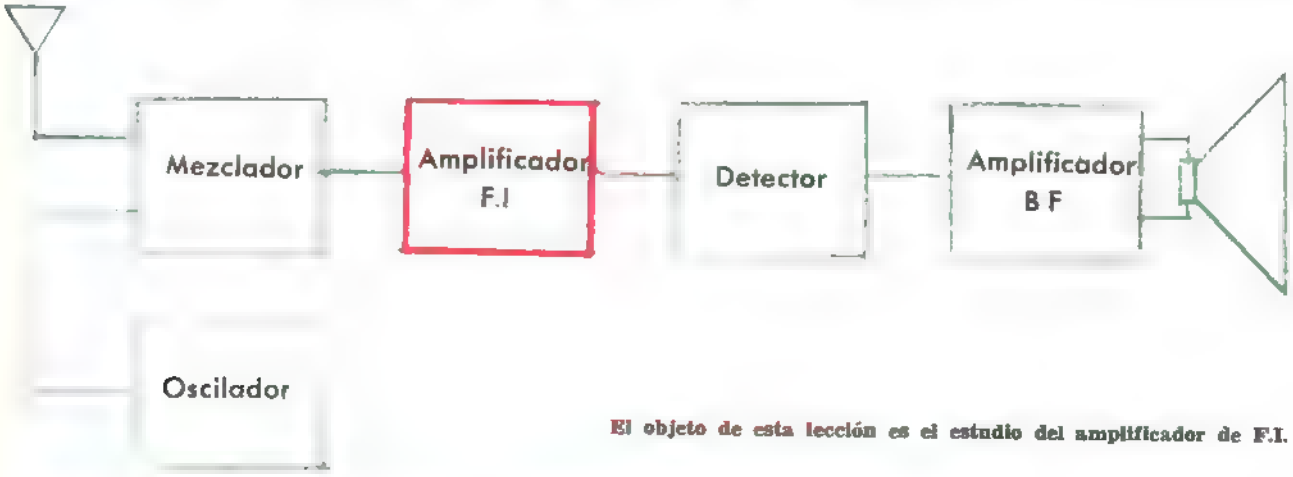
Para completar el estudio básico del superheterodino nos queda un solo paso que dar: conocer el funcionamiento y constitución del amplificador de F.I.

Algo sabemos de él; poca cosa aun, desde luego, pero suficiente para afirmar que es un amplificador selectivo destinado a proporcionar una ganancia lo mayor posible para señales de una frecuencia determinada e invariable cualquiera que sea la señal sintonizada, y modulada en la misma forma en que lo está la señal recibida por antena.

En la lección anterior hemos dicho, además, que *su ancho de banda es de 9 Kc/s y que usualmente la frecuencia de la señal de F.I. es del orden de los 470 Kc/s.*

Se entiende que estos valores se refieren a los amplificadores que equipan los receptores superheterodinos destinados a la recepción de señales moduladas en amplitud. Cuando emprendamos el estudio de los receptores de F.M. ya veremos que estos valores son distintos.

Veamos en primer lugar por qué razón se utilizan valores del orden de los 470 Kc/s para la frecuencia intermedia y por qué se diseñan los amplificadores de F.I. de forma que su ancho de banda sea del orden de los 9 Kc/s.



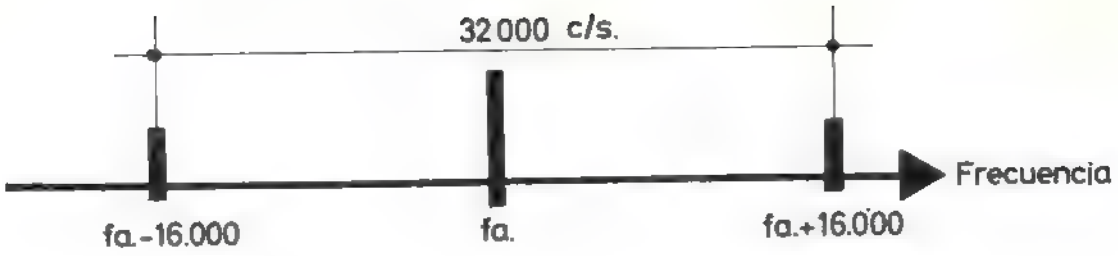
El objeto de esta lección es el estudio del amplificador de F.I.

ELECCION DEL VALOR DE LA FRECUENCIA INTERMEDIA

Se dijo en la lección anterior que para evitar las interferencias de frecuencia imagen en un superheterodino, además de añadir un circuito resonante entre antena y tierra, cabía tomar la precaución de elegir de forma adecuada el valor de la frecuencia intermedia para receptores de onda media, o sea, que deban sintonizar señales cuya frecuencia esté comprendida entre 500 y 1500 Kc/s.

Este valor es relativamente alto, como puede ver; casi igual a la frecuencia más baja que debe sintonizarse.

Dado que, en principio, el funcionamiento de un amplificador de alta frecuencia resulta más estable cuanto menos alta es la frecuencia que debe amplificar, cabe preguntarse: ¿por qué no se ha elegido un valor más bajo, del orden de los



100 Kc/s por ejemplo, ya que precisamente *la gracia* del superheterodino consiste en que nos evita el tener que amplificar frecuencias altas?

A decir verdad en los primeros tiempos del superheterodino muchos fabricantes diseñaban sus aparatos para que funcionasen con valores de F.I de alrededor de 150 Kc/s. Sin embargo, posteriormente se ha preferido utilizar valores del orden indicado (470 Kc/s) por las razones que vamos a exponer inmediatamente:

1.° Sabemos la frecuencia imagen difiere de la frecuencia sintonizada en dos veces el valor de la frecuencia intermedia. Y puesto que el circuito resonante de antena tiene por misión atenuar en todo lo posible la frecuencia imagen respecto de la frecuencia sintonizada, esa función la cumplirá tanto mejor cuanto más alejadas estén entre sí esas dos frecuencias. Tenemos una primera razón para elegir valores de F.I relativamente altos.

2.° Eligiendo como valor de F.I el de 470 Kc/s, cuando cerremos totalmente el tándem a fin de sintonizar una estación que emite a 500 Kc/s, la frecuencia imagen correspondiente será de:

$$500 + (2 \times 470) = 1.440 \text{ Kc/s}$$

En consecuencia, si en las cercanías existe una emisora que transmite en 1440 Kc/s, esta frecuencia aparecerá no sólo en la posición que le corresponde en el dial, sino también interfiriendo con la señal de 500 Kc/s cuanto sintonicemos esta última.

Lo mismo puede ocurrir con cualquier estación que emita con frecuencia comprendida entre 1440 y 1500 Kc/s; puede aparecer entre los marcadores del dial comprendidos entre 500 y 560 Kc/s.

A partir de los 560 Kc/s la frecuencia imagen cae fuera de la gama de ondas medias. Ahora bien; entre 1440 y 1500 Kc/s pueden existir como máximo 6 emisoras, habida cuenta de que las portadoras deben guardar como mínimo una diferencia de 10 Kc/s.

$$\frac{1500 - 1400}{10} = \frac{60}{10} = 6 \text{ emisoras}$$

En teoría, pues, el peligro de interferencia para frecuencia imagen dentro de la gama de ondas medias queda reducido a 6 de las 100 emisoras que pueden recibirse (teóricamente) en un determinado lugar. En la práctica el peligro es menor, ya que no es probable que el conjunto de las 6 emisoras se reciba con tal potencia que todas ellas aparezcan en el extremo inferior de la banda. Tengamos en cuenta, además, que en ese extremo quedan atenuadas por el circuito resonante de antena.

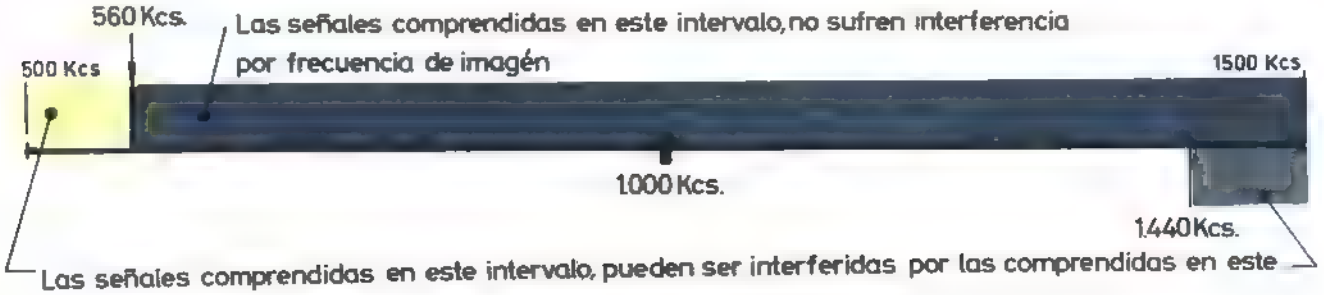
Pongámonos ahora en el caso contrario: elegimos una F.I de 100 Kc/s. En este caso la frecuencia imagen de la señal de 500 Kc/s será de

$$500 + (2 \times 100) = 700 \text{ Kc/s}$$

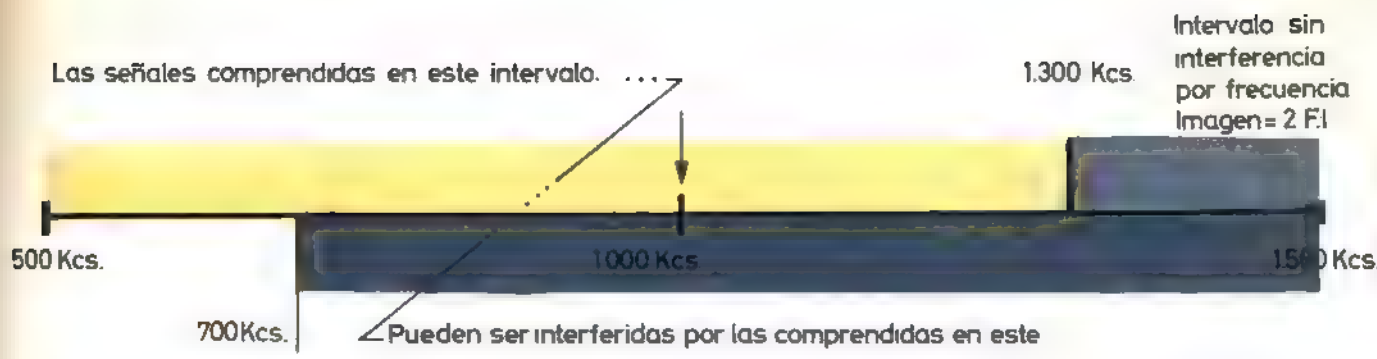
y la de 1300 Kc/s será:

$$1300 + (2 \times 100) = 1500 \text{ Kc/s}$$

En estas condiciones, todas las señales com-



Con un valor de F.I. = 470 Kc/s están libres de interferencia por frecuencia imagen las señales comprendidas entre 560 y 1500 Kc/s.



Con un valor de F.I = 100 Kc/s están libres de interferencia sólo las señales comprendidas entre 1300 y 1500 Kc/s.

prendidas entre 500 y 1300 Kc/s pueden ser interferidas por frecuencias imagen situadas dentro de la gama de ondas medias. El peligro, como se ve, es tanto mayor cuanto más baja es la F.I elegida.

Los razonamientos anteriores sugieren una pregunta: ¿por qué no elegir como valor de F.I 500 Kc/s? En estas condiciones la frecuencia imagen de la señal de 500 Kc/s será:

$$500 + (2 \times 500) = 1500 \text{ Kc/s}$$

Por tanto, todas las señales de la gama de ondas medias tendrían su frecuencia imagen por encima de los 1500 Kc/s y el peligro de interferencia habría desaparecido del todo.

Parece que la solución no está mal ideada, pero existe una buena razón para no elegir como F.I esta de 500 Kc/s u otra cualquiera que corresponda a la gama de sintonía.

Veamos esta razón:

El amplificador de F.I podría captar directamente la señal de la estación que emitiese en su propia frecuencia y esa señal se percibiría constantemente cualquiera que fuese la posición de las placas móviles del tándem.

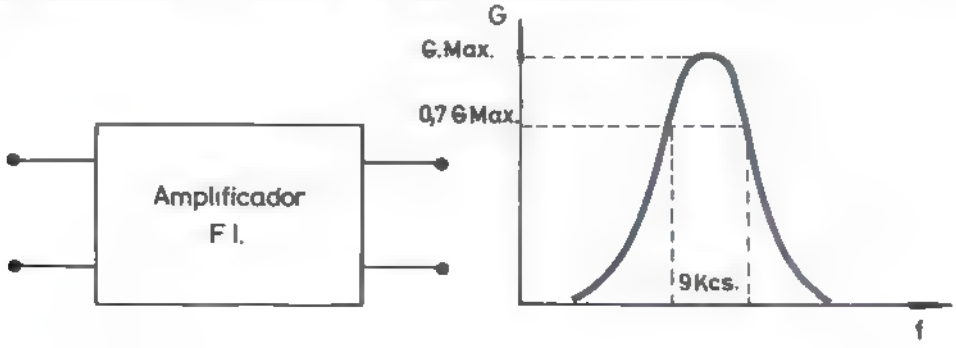
Se comprende, pues, POR QUÉ UN VALOR DEL ORDEN DE LOS 470 Kc/s ES EL MÁS ADECUADO PARA LA F.I.; EVITA EL ÚLTIMO INCONVENIENTE MENCIONADO Y REDUCE EXTRAORDINARIAMENTE EL PELIGRO DE INTERFERENCIA POR FRECUENCIA IMAGEN.

Antes de dar por terminado este párrafo queremos contestar a una cuestión que, in mente, se estarán planteando los lectores: ¿Acaso no existen emisoras cuyas portadoras tengan frecuencias mayores de 1500 Kc/s y que puedan, por tanto, dar lugar a interferencias por frecuencia imagen incluso con valores de F.I. del orden de 500 Kc/s?

Pues sí existen, desde luego, pero representan un peligro mucho menor, dado que las frecuencias de 1500 a 2700 Kc/s se destinan a equipos de servicios móviles (embarcaciones de pesca, por ejemplo) y no son fácilmente captadas por los receptores comerciales.

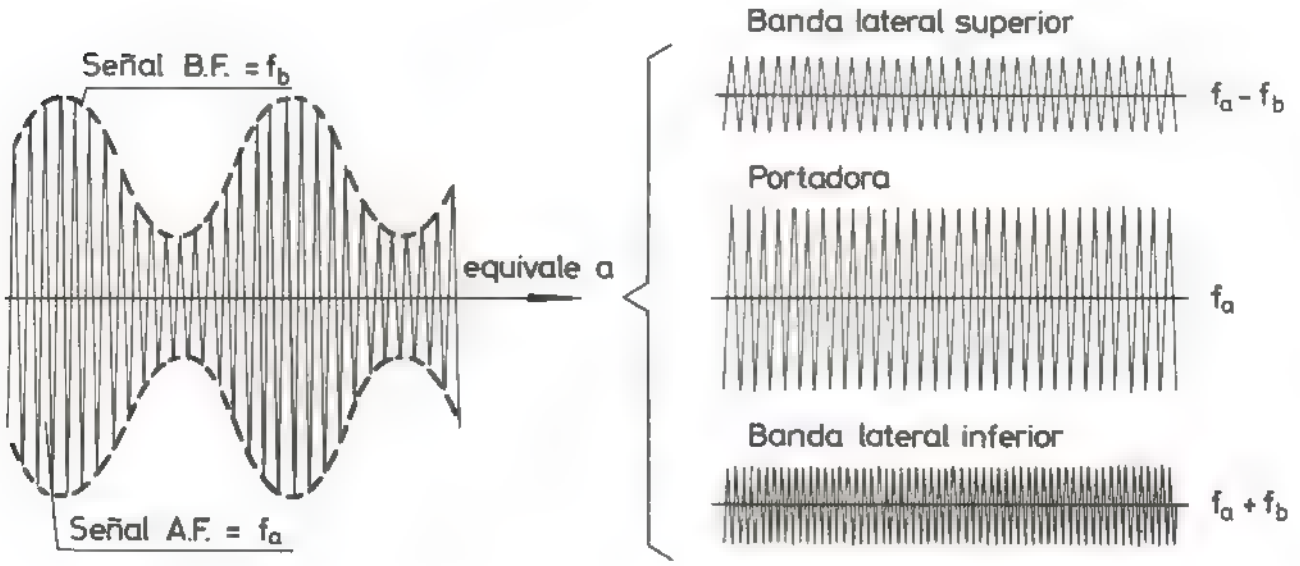
Según hemos dicho, el ancho de banda en el amplificador de F.I. es de 9 Kc/s, y puesto que la selectividad de los receptores superheterodinos depende, prácticamente, tan sólo de este ancho de banda, cabe preguntarse si no sería más ventajoso construirlos con un ancho de banda menor, sabiendo que no hay en ello ninguna dificultad de orden técnico.

Podrían construirse con un ancho de banda de pocos ciclos/seg.



Es cierto, además, que hacerlo así resultaría ventajoso desde el punto de vista de la SELECTIVIDAD, como es cierto también que entre las cualidades de un buen receptor está la FIDELIDAD, de la cual depende la calidad de la reproducción. Vamos a ver inmediatamente que para mantener un grado de fidelidad que pueda calificarse de bueno, no podemos disminuir el ancho de banda. Hacerlo representaría una pérdida de fidelidad.

El amplificador de F.I. está destinado, desde luego, a aumentar la amplitud de una señal de frecuencia constante; 470 Kc/s en nuestro ejemplo. Pero hay una pequeña particularidad: esta señal constante está modulada en amplitud y resulta que las variaciones de amplitud son causa de que la señal no pueda considerarse como onda senoidal pura, sino como un conjunto de señales senoidales. Es decir: la señal de 470 Kc/s estaría



La portadora de A.F. modulada en amplitud por una señal senoidal de B.F. equivale a la portadora sin modular y dos señales llamadas bandas laterales superior e inferior cuyas frecuencias son la suma y la diferencia respectivamente de la que tienen las señales de A.F. y B.F.

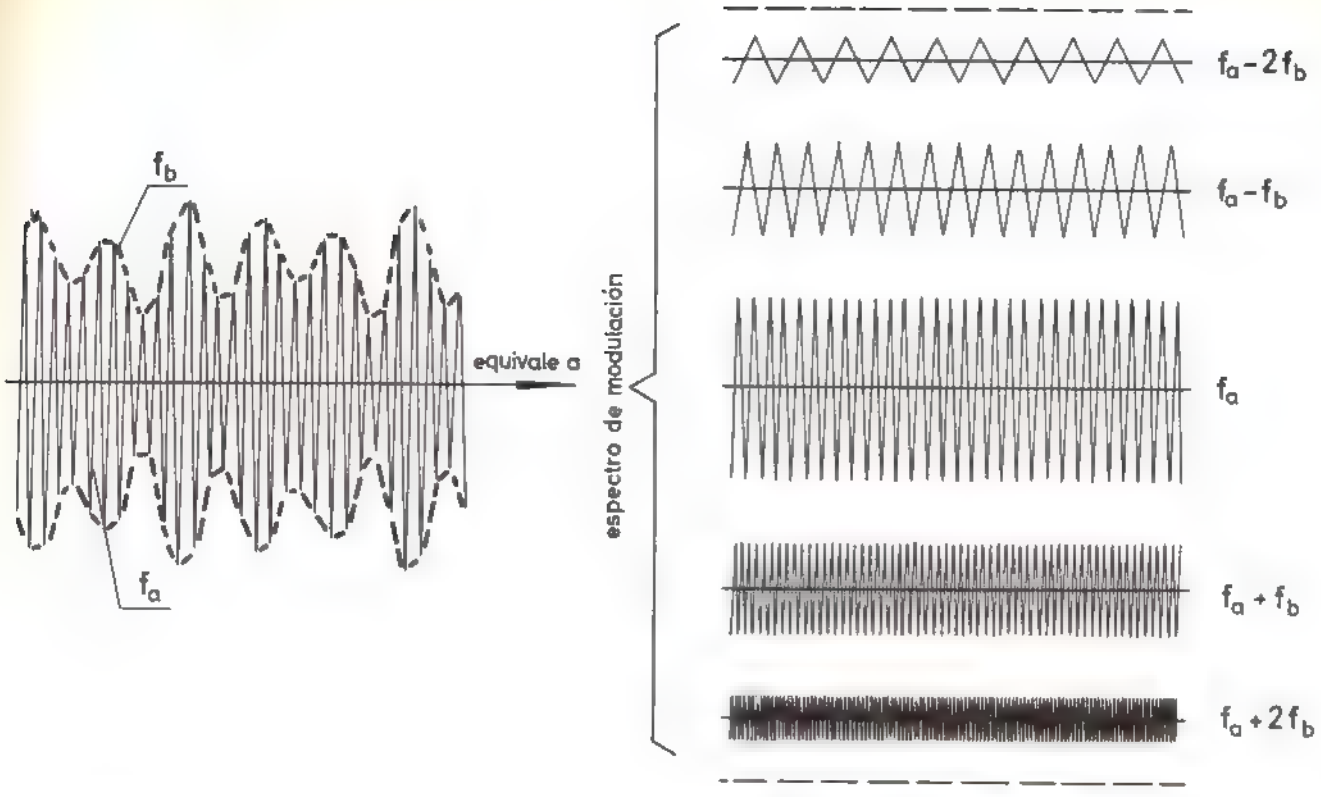
formada por una de 470 Kc/s no modulada y por otras cuya frecuencia de valor muy similar estaría por encima y por debajo de los 470 Kc/s. Estas señales reciben el nombre de BANDAS LATERALES DE MODULACIÓN. Concretamente, una señal senoidal de A.F. de valor f_a modulada en amplitud por una señal de B.F. de valor f_b equivale, en realidad, a tres señales senoidales no moduladas; una de valor f_a y dos de valor $f_a - f_b$ y $f_a + f_b$, que son las que hemos llamado BANDAS LATERALES.

Así, por ejemplo, suponiendo que la portadora de una emisora es de 1 Mc/s y que en un momento dado esta portadora es modulada por una señal de 3000 c/s, la antena de la emisora radiará en ese momento, no sólo una señal de 1 Mc/s = = 1000 Kc/s, sino también una señal de

1000 — 3 = 997 Kc/s (banda lateral inferior)

1000 + 3 = 1003 Kc/s (banda lateral superior)

De ordinario las ondas sonoras no tienen perfil senoidal (recuerde las fotografías de la lección 19) y, por consiguiente, las señales eléctricas de B.F. que modulan la portadora no serán senoidales, sino que tendrán una forma irregular. Según el TEOREMA DE FOURIER, ello significa que las ondas sonoras están constituidas por multitud de ondas senoidales (la fundamental y los armónicos), cada una de las cuales dará origen a dos bandas laterales. Como los armónicos, en teoría, son infinitos, las bandas laterales también lo serán. El conjunto de todas las bandas recibe el nombre de ESPECTRO DE MODULACIÓN.



Cuando la señal moduladora es de perfil irregular, cada uno de los armónicos da origen a las correspondientes bandas laterales que en conjunto forman el llamado espectro de modulación.

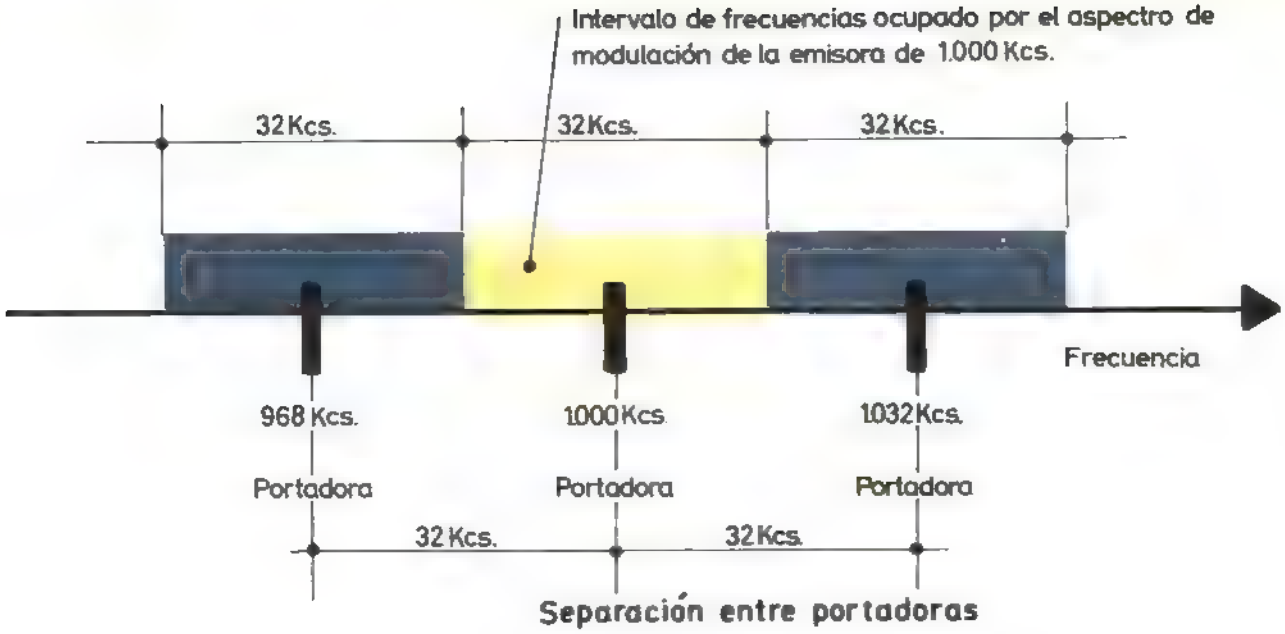
En teoría el número de armónicos es infinito, pero en la práctica es sabido que el décimo tiene ya una amplitud tan pequeña que los demás apenas si tienen importancia. Por otra parte, las frecuencias más altas que el oído puede percibir son del orden de los 16.000 c/s, resultando que, si en una emisión fuese preciso transmitir con toda fidelidad los sonidos que recoge el micrófono, sería preciso tener en cuenta que los de frecuencia más aguda (16.000 c/s) darían lugar a bandas laterales situadas 16.000 c/s por encima y por debajo de la portadora.

Siguiendo con el supuesto anterior de que la frecuencia de la portadora es $f_a = 1000$ Kc/s resulta que las señales de esta emisora se extenderían desde los

hasta los
$1000 - 16 = 984$ Kc/s
$1000 + 16 = 1016$ Kc/s

Con el fin de evitar las interferencias, las señales de otra emisora cualquiera deben caer fuera de ese intervalo.

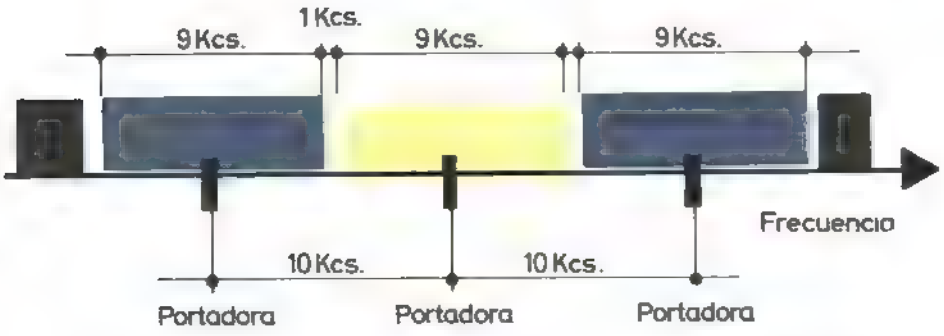
Si, pues, todas las emisoras transmiten en esas condiciones, las portadoras parece que deberían estar separadas por intervalos de 32 Kc/s a fin de que las bandas laterales no llegaran a interferirse.



Esta disposición resultaría excelente en cuanto a la calidad de la música transmitida, pero tendría el inconveniente de que, puesto que la separación entre portadoras debería ser de 32 Kc/s, en la gama de ondas medias podrían transmitir como máximo:

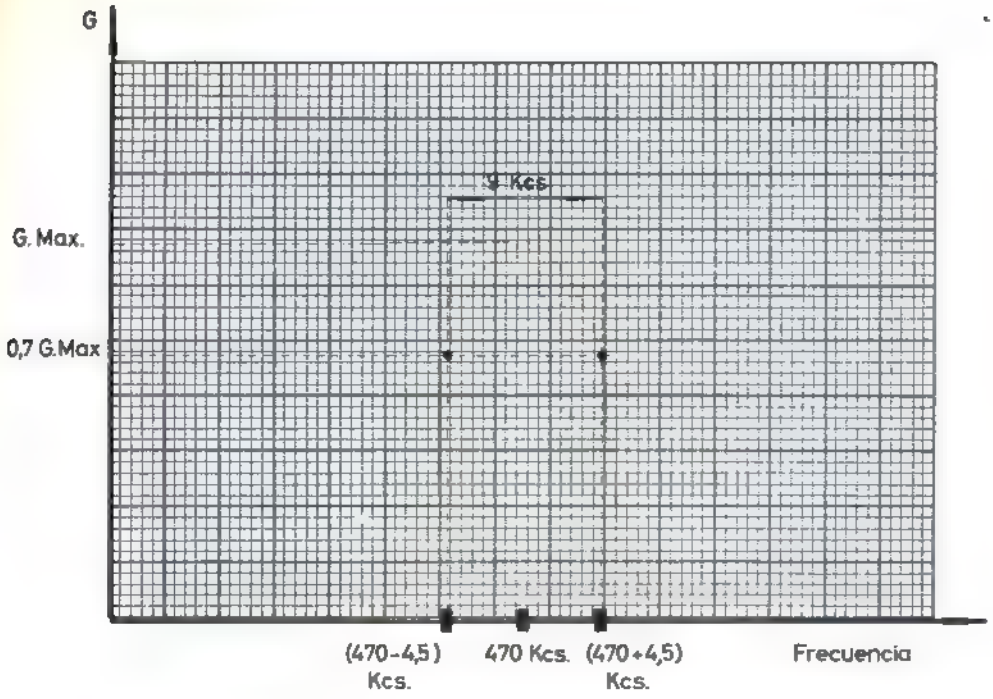
$$\frac{1500 - 500}{32} = 31 \text{ estaciones}$$

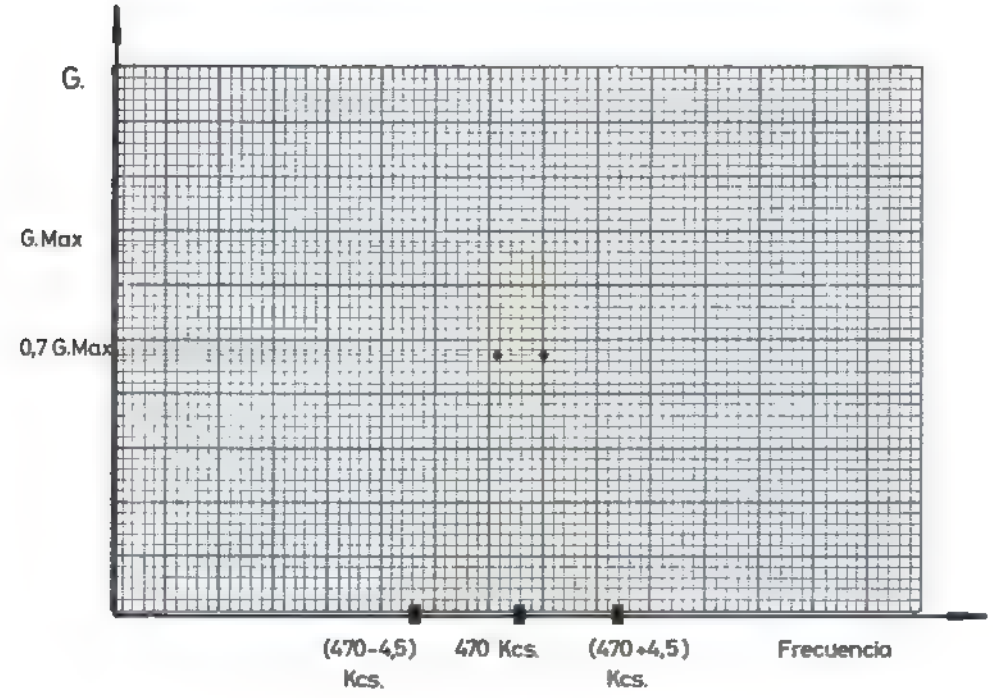
Por ello, en las emisoras que transmiten en A.M. se sacrifica la fidelidad y se evita la modulación con señales superiores a los 4500 c/s, con lo que el espectro de modulación de cada estación ocupa, dentro de la gama de ondas medias, un intervalo de sólo 9 Kc/s. Para obtener cierto margen de seguridad, se separan las portadoras un intervalo algo mayor: de 10 Kc/s exactamente.



He aquí cómo aparecen distribuidas las portadoras de las emisoras de onda media, y el intervalo de frecuencias ocupado por los respectivos espectros de modulación.

Se comprende ahora la necesidad de que el amplificador de F.I. tenga un ancho de banda de 9 Kc/s. Si fuese más ancho, existiría el peligro de interferencia de la emisora sintonizada con las adyacentes; por lo contrario, si fuese más estrecho, no serían correctamente amplificadas las bandas laterales correspondientes a los sonidos más agudos, con lo que en la reproducción habría un predominio de las notas graves que la harían desagradable.

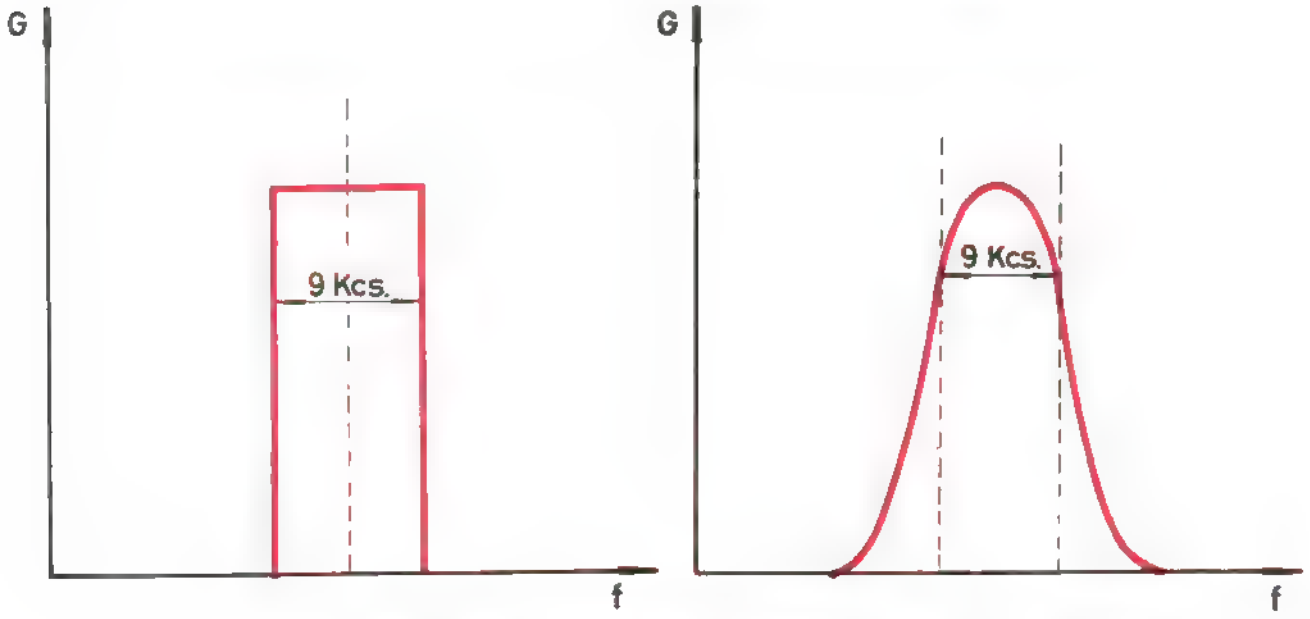




He aquí los efectos que sobre la fidelidad tiene el ancho de banda del amplificador de F.I. Si la senal está modulada por una frecuencia de 4500 c/s (la más aguda que emiten las estaciones de A.M.) las bandas laterales son aceptablemente amplificadas en un ancho de banda de 9 Kc/s (1.ª figura) y no lo serían con un ancho de banda menor (2.ª figura). En el último caso, aunque la portadora sería correctamente amplificada, no se percibiría sonido alguno en el altavoz.

Se comprende, por lo que llevamos dicho, que lo ideal sería que la curva de respuesta del amplificador de F.I. tuviese la forma de un rectángulo y no la de campana, tal y como se indica en los gráficos, ya que, en el primer caso, las bandas laterales serían igualmente amplificadas, tanto las más alejadas como las más próximas a la portadora. En cambio, en el segundo caso (curva de respuesta en forma de campana) son más amplificadas las bandas laterales cercanas a la portadora; es decir, las correspondientes a los sonidos graves.

Una curva de respuesta de tipo rectangular, desde luego, es imposible de conseguir en la práctica. Pero vamos a ver cómo la constitución del amplificador de F.I. permite obtener una respuesta que se acerca más a ese caso ideal, que aquella que se obtiene, por ejemplo, en los receptores de radiofrecuencia sintonizada.



La curva ideal de respuesta para el amplificador de F.I. es la de la izquierda, pues todas las bandas laterales serían igualmente amplificadas. En la curva de la derecha regirá un mayor amplificación de las bandas laterales correspondientes a las notas graves.

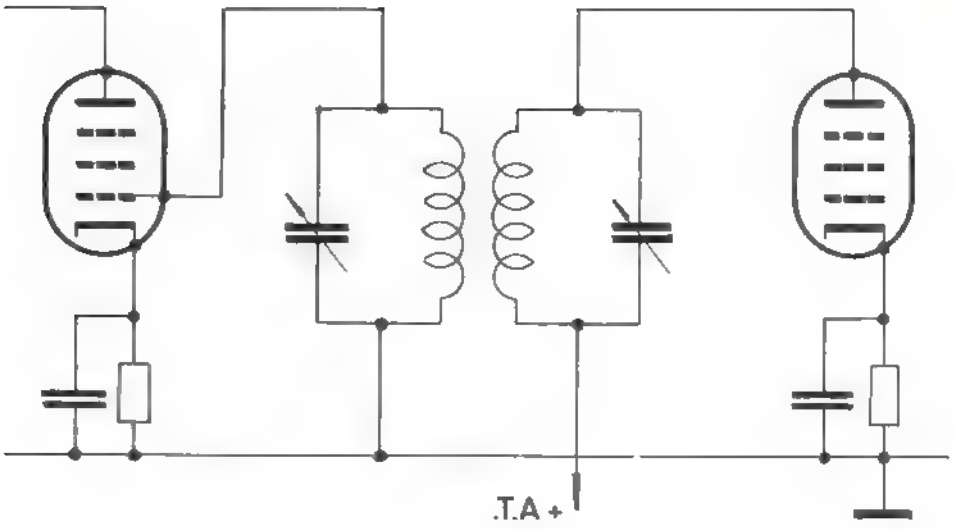
CONSTITUCION DEL AMPLIFICADOR DE F.I.

La constitución típica de los amplificadores de F.I. es similar a la de los amplificadores de radiofrecuencia sintonizada, ya que, en ambos casos, la selectividad se consigue acoplando las válvulas mediante transformadores sintonizados. La diferencia está en que, aquí, están sintonizados a la vez el primario y el secundario del transformador.

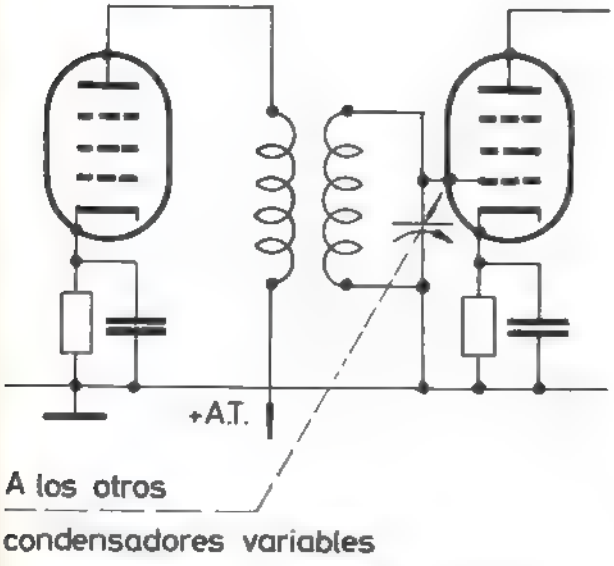
Tanto el primario como el secundario se sintonizan para que su frecuencia de resonancia coincida con la F.I., y puesto que esta frecuencia es invariable, los condensadores con los que se consigue la resonancia del primario y secundario podrían ser, en principio, condensadores fijos.

Sin embargo, es preciso tener en cuenta que, en la práctica, siempre que se alambra un receptor, los cables con que se unen los terminales de esos transformadores (que reciben el nombre de transformadores de F.I.) a los demás elementos que constituyen el receptor introducen capacidades parásitas adicionales que alterarían la frecuencia de resonancia. Para poder corregir estas alteraciones, estos condensadores se hacen ajustables, de forma que su capacidad puede variarse mediante un tornillo, como en el caso de los *padders* o *trimmers*. Una vez construido el receptor, los condensadores se ajustan de una vez para siempre al valor correcto. Esta operación responde a un proceso denominado *alineado* o *ajuste* del amplificador de F.I. La operación es similar a la que debe realizarse para alinear el *paso conversor*. Más adelante daremos las instrucciones necesarias para llevarla a cabo.

En general en los receptores superheterodinos se utiliza más de un transformador de F.I. (de or-



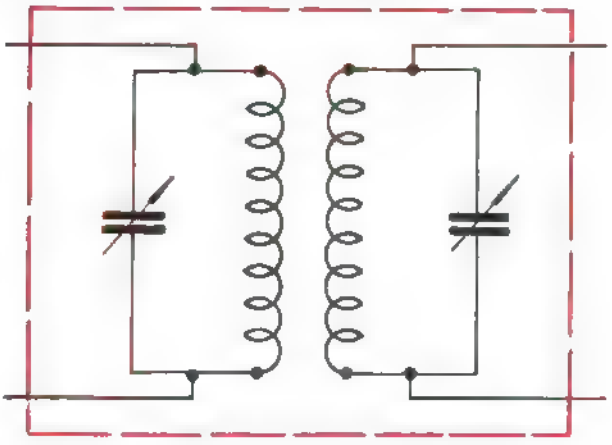
En los amplificadores de radiofrecuencia sintonizada las válvulas están acopladas mediante un transformador cuyo secundario está sintonizado por una de las secciones del tándem.



En los amplificadores de F.I. están sintoniazdos tanto el primario como el secundario los condensadores podrían en teoría ser fijos, pero por comodidad se les hace ajustables (de forma similar a los trimmers o padders) y se ajustan de una vez para siempre una vez construido el receptor.

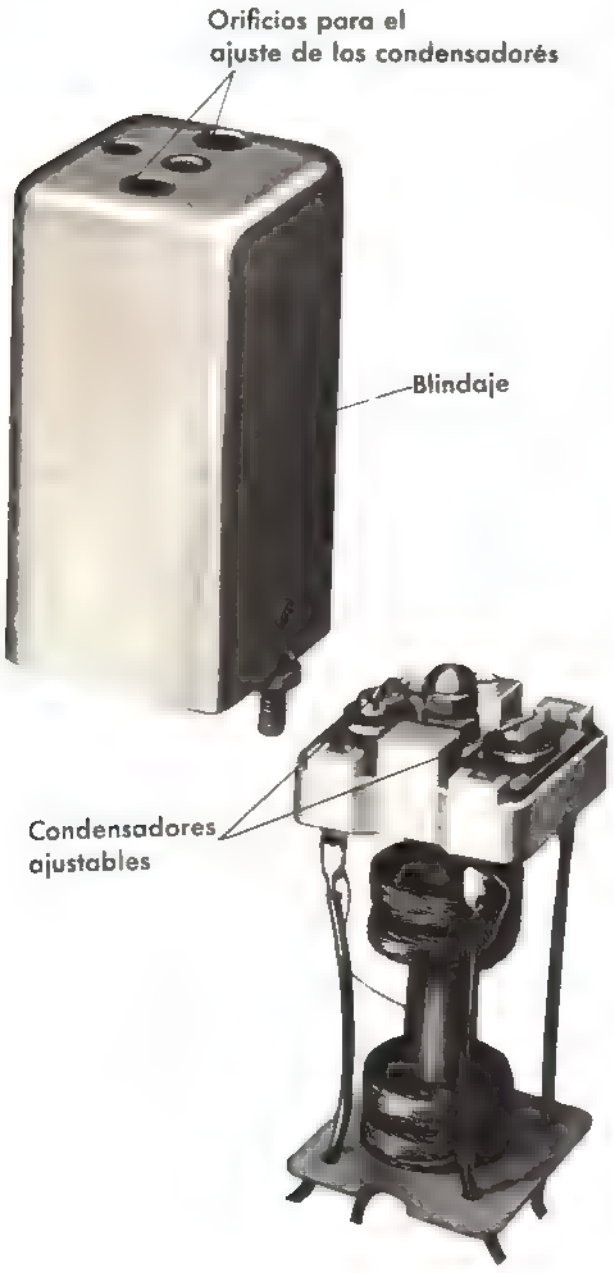
El trazo punteado que rodea el transformador de F.I. simboliza el blindaje.

dinario dos), y para evitar que el campo electromagnético emitido por uno de ellos alcance a los demás (con el consiguiente peligro de que aparezcan oscilaciones por realimentación positiva) cada uno de ellos lleva una protección o blindaje; es decir: se le encierra en el interior de una caja de aluminio, exactamente igual que como se hacía en el receptor de radiofrecuencia sintonizada. Algunas veces, tal circunstancia (el blindaje) se indica en los esquemas técnicos rodeando con un rectángulo de trazo punteado los referidos transformadores.



Las fotografías adjuntas dan una visión real del aspecto físico de los transformadores de F.I.

En ellas puede observarse la situación de los condensadores en la parte superior del tubo que soporta los bobinados. Advierta también los orificios practicados en el blindaje, previstos para que pueda procederse al ajuste de su capacidad desde el exterior, sin necesidad de dejar al descubierto los transformadores.

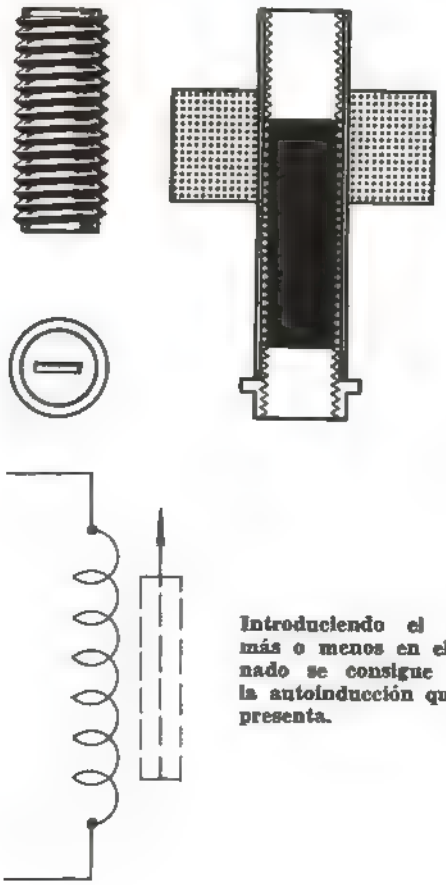


Sabido es que con los circuitos resonantes la selectividad es mejor cuanto más alto es el factor de calidad Q del bobinado y que

$$Q = \frac{2\,\pi\,fL}{R}$$

Es decir: para una frecuencia dada, el factor de calidad es tanto mayor cuanto mayor es L (la autoinducción) y cuanto menor es R (la resistencia). Pues bien, para aumentar la autoinducción de los bobinados de alta frecuencia sin aumentar el número de espiras (ya que ello ocasionaría también un aumento de R) se recurre a la utilización de núcleos de un material de gran permeabilidad magnética, denominado FERRITA.

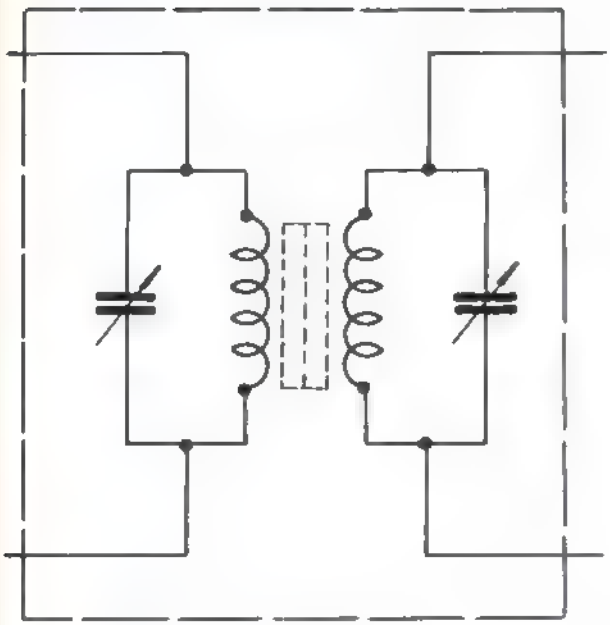
El aspecto de estos núcleos es el de unos pequeños cilindros con superficie roscada. Los tubos soporte del bobinado se fabrican roscados interiormente y de esta forma el núcleo puede deslizar más o menos por el interior sin más que hacerlo girar en un sentido u otro. Para permitir la operación las bases de los núcleos llevan sendas muescas donde introducir la cabeza de un destornillador que los hará girar exactamente igual que un tornillo. Estos núcleos no son otra cosa que tornillo de ferrita que pueden introducirse más o menos en el interior de la bobina.

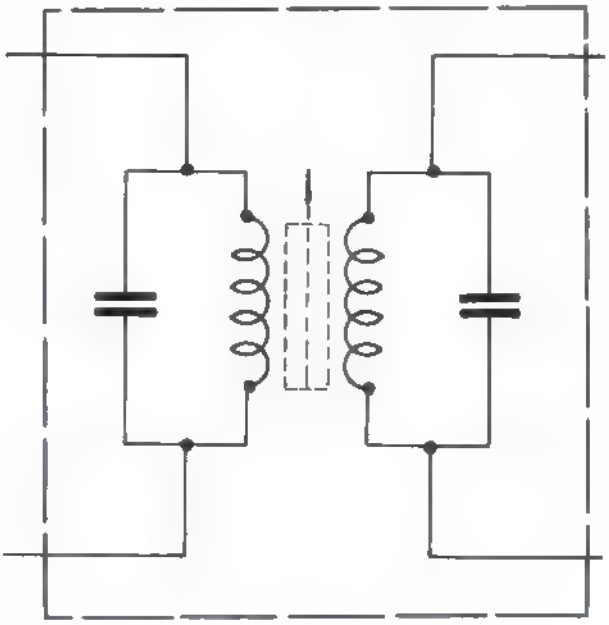


Introduciendo el núcleo más o menos en el bobinado se consigue variar la autoinducción que éste presenta.

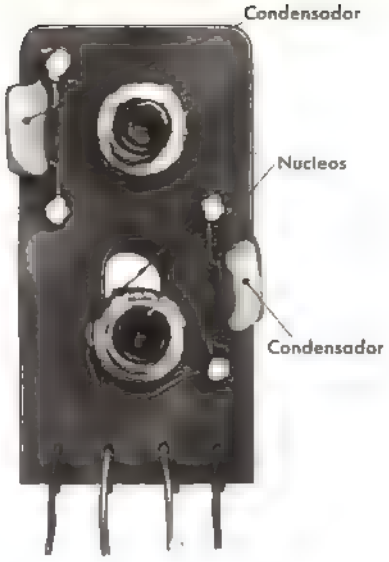
Cuanto más se acerca el núcleo al bobinado mayor es la autoinducción que éste adquiere, de forma que este sistema permite una cómoda regulación de la frecuencia de resonancia de un circuito oscilante, modificando la autoinducción en lugar de la capacidad. Este procedimiento recibe el nombre de SINTONÍA POR PERMEABILIDAD.

En la práctica para ajustar la frecuencia de resonancia en los transformadores de F.I. se utilizan los dos procedimientos.





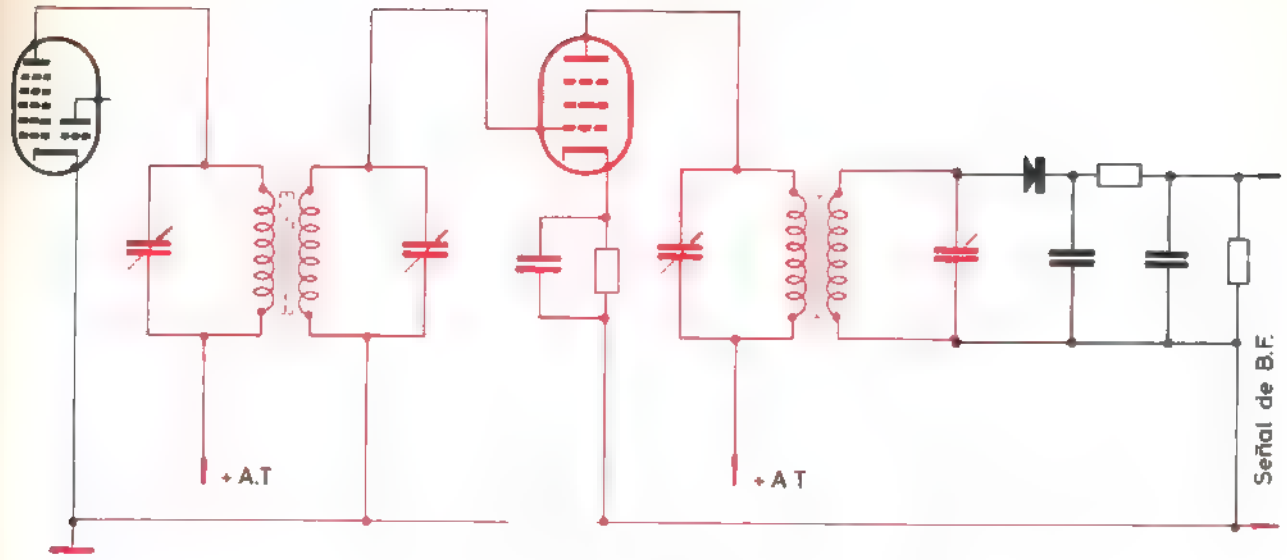
He aquí los símbolos correspondientes a los transformadores de F.I. con sintonía por capacidad a) y permeabilidad b).



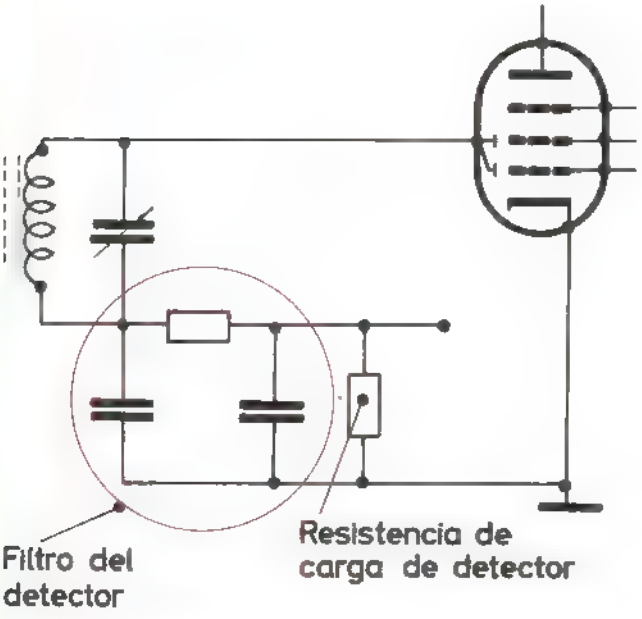
Cuando el ajuste se realiza por variación de la capacidad suele utilizarse también (para mejorar el Q de los bobinados) un núcleo de ferrita que el fabricante deja fijo en el interior del soporte de la bobina. Cuando el núcleo es deslizable, los condensadores de mica o styroflex son fijos.

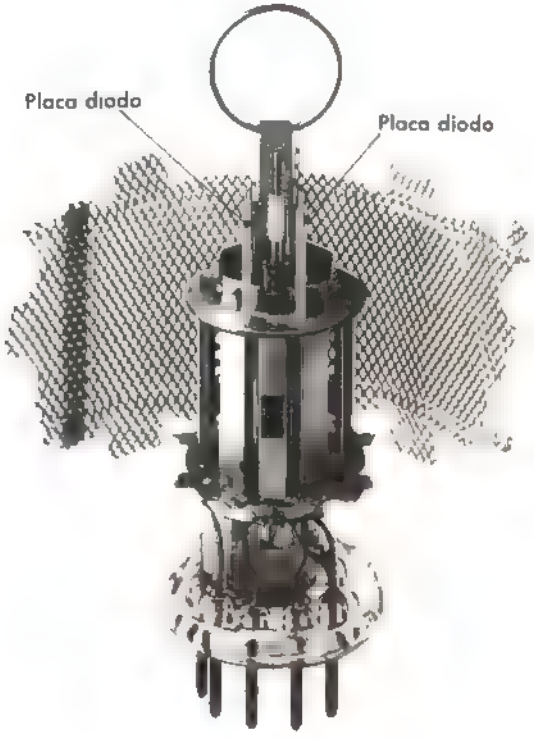
Hemos dicho hace muy poco que, generalmente, los superheterodinos emplean dos transformadores de F.I. El primero sirve de acoplamiento entre la válvula conversora y la llamada amplificadora de F.I.; el segundo es el acoplamiento entre la válvula amplificadora de F.I. y el paso detector.

El detector que ordinariamente se emplea (ya lo hemos dicho) es del tipo diodo, siendo lo más normal que se trate de un diodo termoiónico. También es normal que para ahorrar espacio y dinero este diodo forme parte de una válvula múltiple (diodo-pentodo o diodo-triodo) que desempeñe, además, alguna otra función en el superheterodino, como, por ejemplo, la de amplificadora de B.F., o amplificadora de F.I.



Este es, reducido a los elementos esenciales, el esquema del amplificador de F.I. de un superheterodino. Hemos completado el esquema con el del paso detector suponiendo que éste es del tipo diodo. Obsérvese que el circuito resonante que incluimos en la placa de la mezcladora, está aquí constituido por el primario del primer-transformador de F.I.





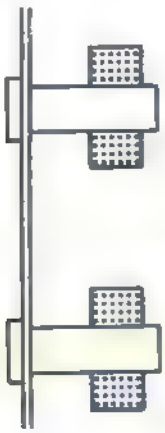
A fin de ahorrar espacio y dinero en los superheterodinos, el diodo detector se incluye en otra válvula. Así, por ejemplo, se encuentra en el comercio el diodo-pentodo EBF80 cuyo aspecto interno puede verse en la fotografía. El cátodo es común a la parte pentodo y a la parte diodo.

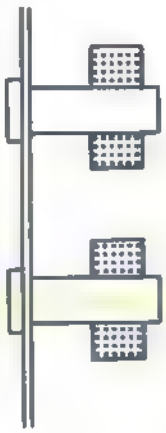
En el esquema siguiente hemos reunido todos los detalles estudiados acerca del superheterodino; el esquema básico queda completo. Un receptor montado de acuerdo con ese esquema funcionaría perfectamente. En realidad, sólo se diferencia de los receptores comerciales en algunos refinamientos, tales como *cambio de onda, control automático de sensibilidad,* etc., que estudiaremos en la próxima lección. Vea este esquema básico en la página 151.

Habrá observado que uno de los bobinados de los transformadores de F.I. del tipo de sintonía por permeabilidad puede moverse a lo largo de una ranura (en la que va encajado) de forma que pueda situarse más o menos cerca del otro bobinado.

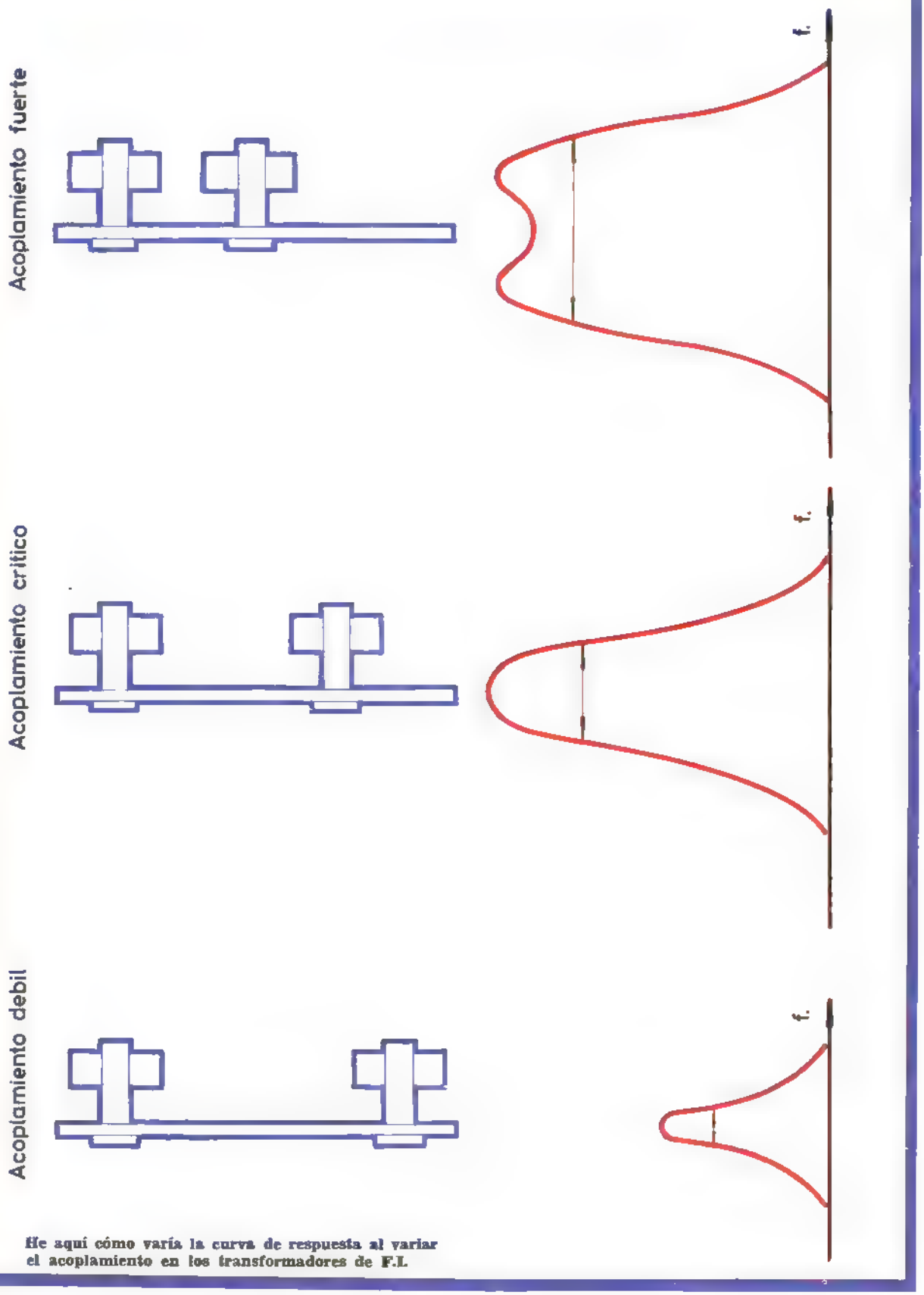
Cuanto más próximos queden los bobinados, mayor número de líneas de fuerza del primario alcanzará el secundario; es evidente. Ese número se valúa mediante lo que se llama COEFICIENTE DE ACOPLAMIENTO (K). Si la totalidad de líneas de fuerza del primario alcanza al secundario, se dice que el acoplamiento es unitario; es decir: $K = 1$.

Evidentemente, dada la separación relativamente grande que existe entre los bobinados de un transformador de F.I. el acoplamiento en ellos es siempre menor que la unidad y es de advertir que su valor tiene influencia decisiva en la selectividad o, más concretamente, en el ancho de banda que presenta el transformador. No corresponde al carácter de esta obra hacer un estudio profundo de la relación entre el ancho de banda y el acoplamiento en los transformadores de F.I., ya que ello lleva involucrados cálculos matemáticos muy complejos. Sin embargo, debemos retener algunas conclusiones importantes:





El grado de acoplamiento varía con la proximidad entre los bobinados



He aquí cómo varía la curva de respuesta al variar el acoplamiento en los transformadores de F.I.

Si desde la posición más alejada vamos acercando los bobinados, la *curva de respuesta* del transformador va presentando *un máximo* cada vez más alto, hasta una posición determinada denominada de ACOPLAMIENTO CRÍTICO a partir de la cual, si seguimos acercando los bobinados o, lo que es lo mismo, aumentamos el acoplamiento, la curva de respuesta presenta no un máximo, sino dos, situados al mismo nivel que el único máximo correspondiente al acoplamiento crítico.

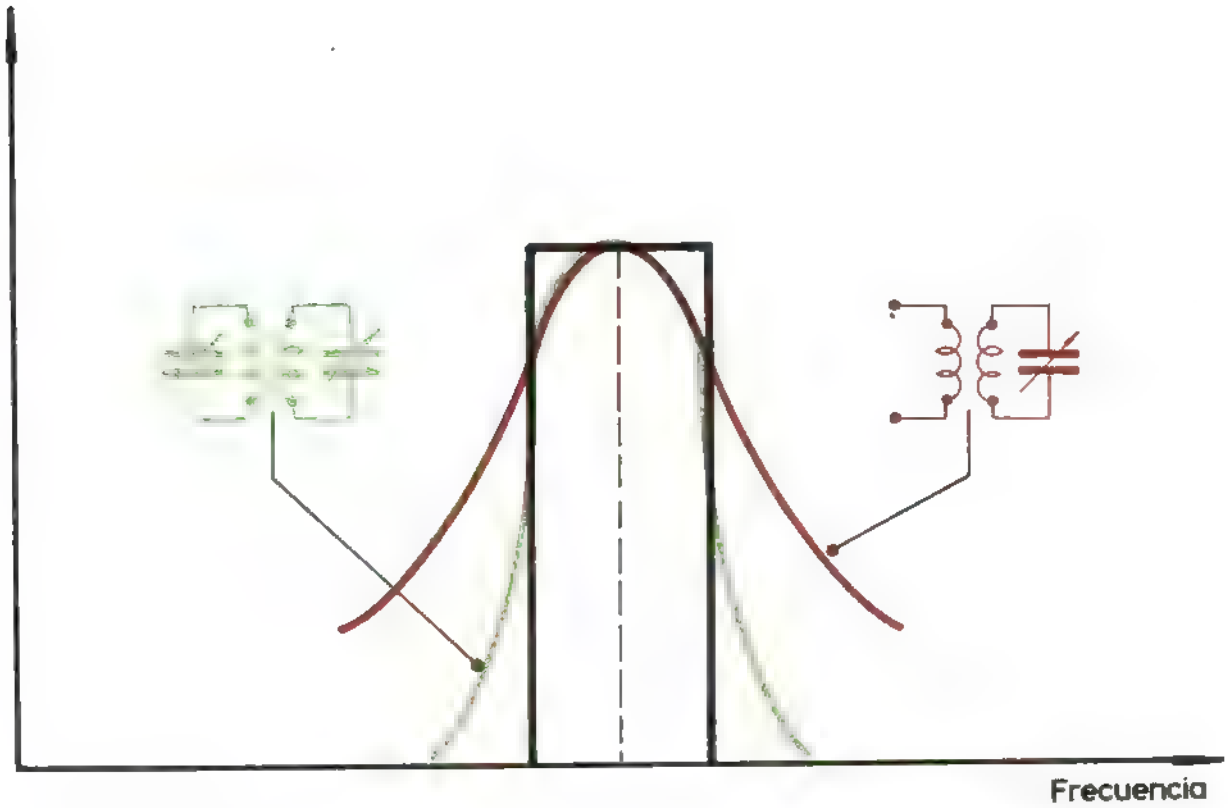
En los gráficos se advierte que a medida que aumenta el acoplamiento, aumenta también el ancho de banda (disminuye, por tanto, la selectividad). La amplitud de la respuesta aumenta también, pero únicamente hasta que se alcanza el *acoplamiento crítico*. Usualmente, los transformadores de F.I. se diseñan de forma que el grado de acoplamiento sea crítico; en casos especiales, como en algunos circuitos de televisión que requieren un gran ancho de banda, se emplean transformadores con acoplamiento superior al crítico o, como suele llamarse, con ACOPLAMIENTO FUERTE.

La circunstancia contraria, o sea, los acoplamientos débiles, se da con menos frecuencia.

LA CURVA DE RESPUESTA DE UN TRANSFORMADOR DOBLEMENTE SINTONIZADO, SE APROXIMA MÁS A LA CURVA DE RESPUESTA IDEAL (que hemos mencionado en el párrafo anterior) QUE UN TRANSFORMADOR SIMPLEMENTE SINTONIZADO, como los que se emplean en los receptores de radiofrecuencia sintonizado.

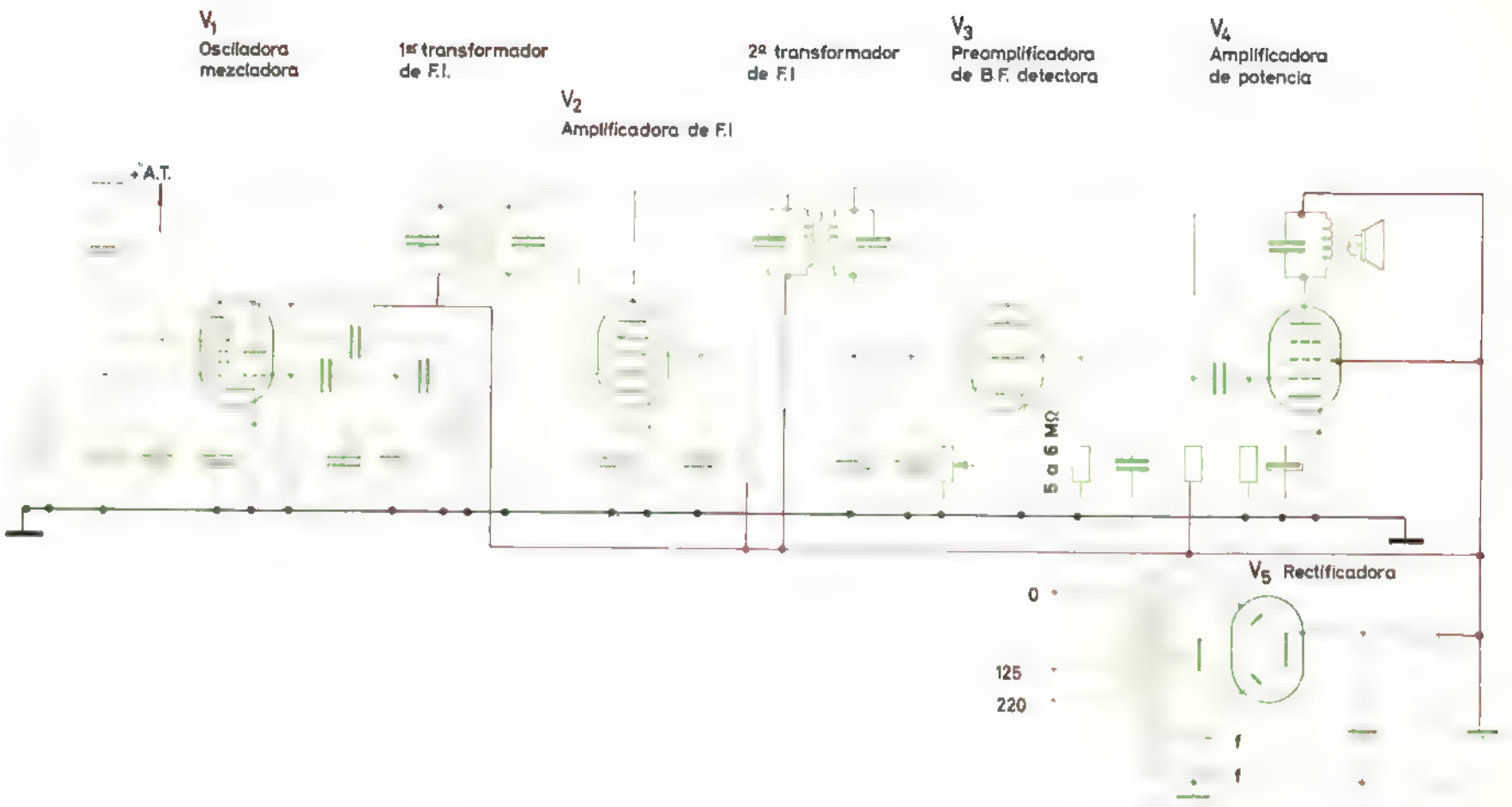
En los transformadores con sintonía por capacidad el acoplamiento puede variarse introduciendo más o menos los núcleos fijos de que van provistos.

El grado adecuado de acoplamiento ya viene fijado por el fabricante de los bobinados y, por tanto, al efectuar un montaje no debe retocarse. En los transformadores de F.I. no se pretende obtener una ganancia adicional, sino únicamente fijar la selectividad. Por ello es frecuente que el primario y el secundario sean idénticos.

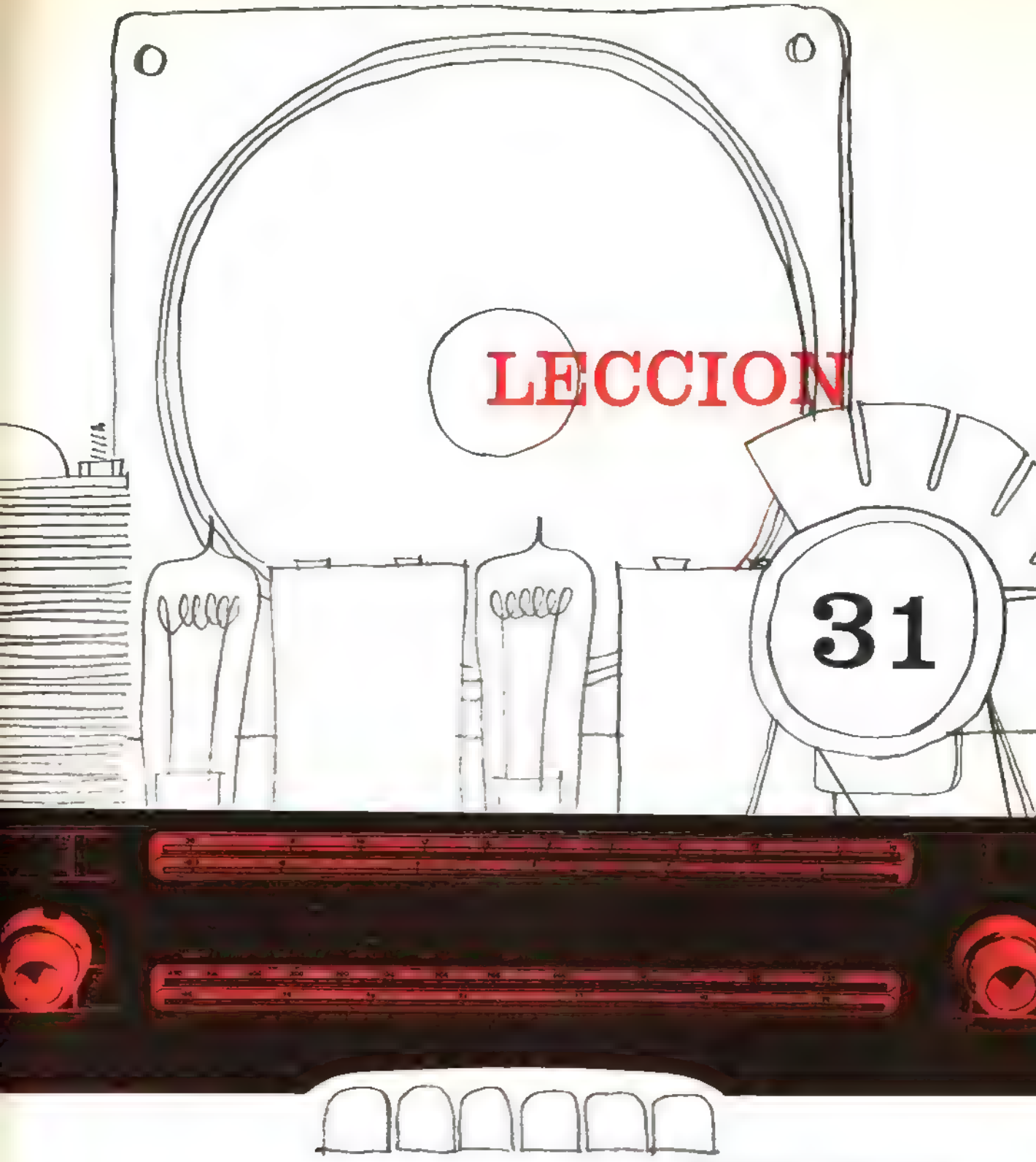


Para un mismo ancho de banda la curva de respuesta de un transformador doblemente sintonizado se aproxima más a la curva ideal que la de un transformador simplemente sintonizado.

Esquema básico del superheterodino



Esquema básico de un receptor superheterodino de cinco válvulas.
Observaciones: hemos supuesto que la válvula mezcladora queda polarizada por cátodo en lugar de hacerlo mediante una tensión negativa auxiliar. La polarización del triodo amplificador de B.F. se consigue por escape de rejilla. El control de volumen se consigue utilizando un potenciómetro como resistencia de carga del detector.



LECCION 31

Circuitos auxiliares en los superheterodinos

Cambios de ondas

El circuito de C.A.S.

Válvulas de pendiente variable

Circuitos auxiliares en los superheterodinos. Cambios de ondas - El circuito de C.A.S.- Válvulas de pendiente variable

Como dijimos en la lección anterior, los temas contenidos en la que ahora comienza se refieren al estudio de algunos circuitos auxiliares y refinamientos que de ordinario llevan incluidos los superheterodinos comerciales. Decimos *refinamientos* por cuanto son mejoras al superheterodino fundamental, aunque en la actualidad nadie aceptaría un receptor desprovisto de ellas.

EL CAMBIO DE ONDA

Según se advirtió en otro lugar, las emisoras de radiodifusión transmiten en la gama de ONDAS NORMALES con frecuencias comprendidas entre 6 y 18 Mc/s. Debemos considerar que todo receptor de cierta calidad debe ser capaz de recibir las emisiones que tienen efecto en una y otra gama. Esta posibilidad la proporciona un dispositivo que permite, mediante la sencilla operación de girar un botón u oprimir una tecla de que va provisto el receptor, situarlo en onda normal o en onda corta. Hablamos, como puede suponer, del CAMBIO DE ONDA.

Para conseguir que un receptor superheterodino, que inicialmente estaba dispuesto para recibir las emisiones en la gama de ONDA NORMAL, pueda sintonizar en un momento dado las emisoras de ONDA CORTA, basta con modificar el paso oscilador-mezclador a fin de que convierta en una señal de 470 Kc/s (valor de F.I. que hemos elegido como ejemplo) cualquier señal de frecuencia comprendida entre 6 y 18 Mc/s recibida en antena. Las modificaciones afectan únicamente a los circuitos resonantes de antena y del oscilador, ya que tanto unos como otros han de trabajar a frecuencias mucho más altas que en onda normal.

Concretamente: es preciso cambiar los bobinados de esos circuitos y sustituirlos por otros de menor autoinducción. El tándem, en cambio, puede ser el mismo que se emplea en onda normal, pues la relación entre frecuencia máxima y mínima es la misma dentro de las dos gamas:

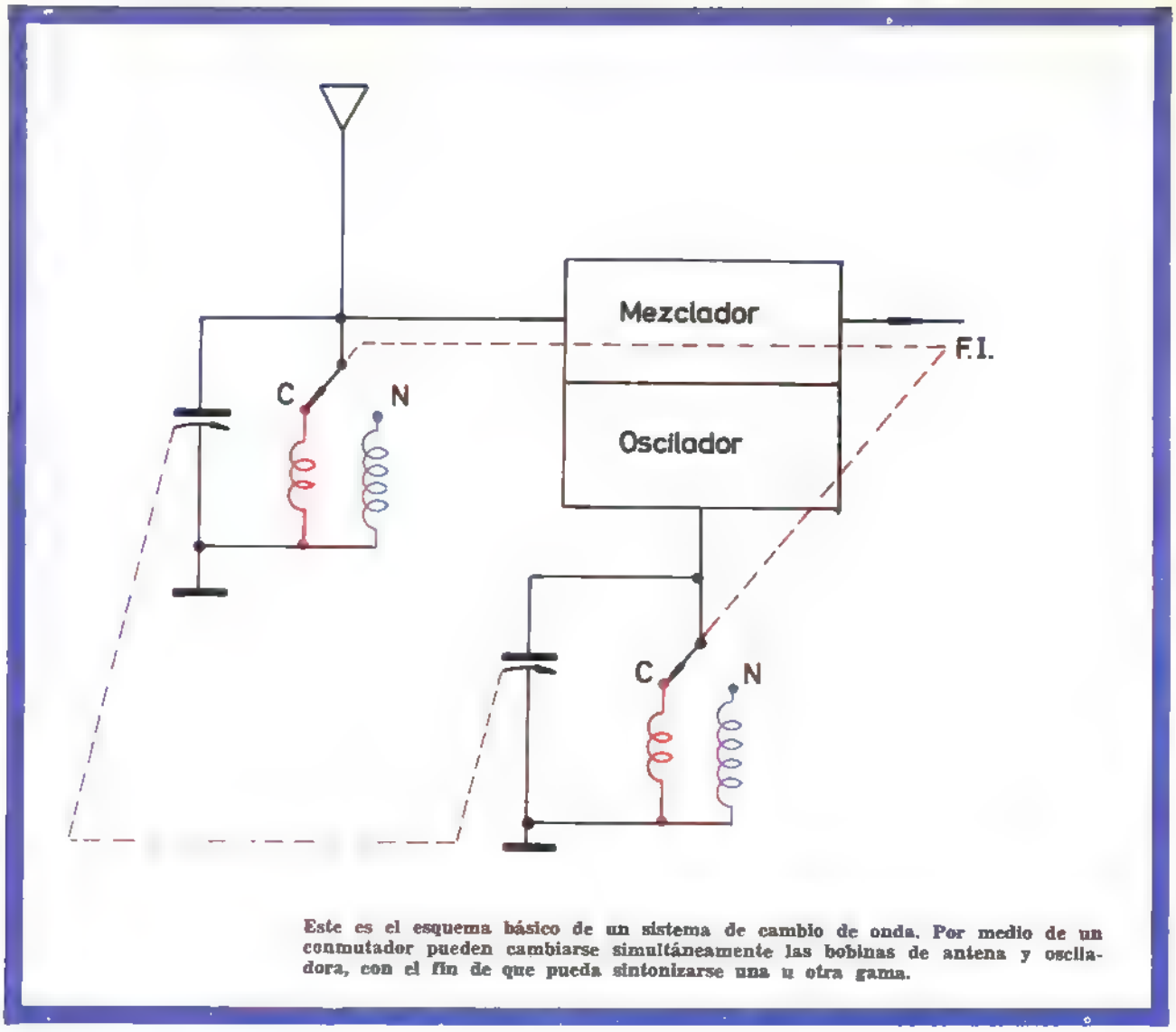
$$\frac{1500 \text{ Kc/s}}{600 \text{ Kc/s}} = 3 \qquad \frac{18 \text{ Mc/s}}{6 \text{ Mc/s}} = 3$$

Ya se trató, en la lección 29, de la importancia que tiene ese cociente para la elección de un condensador variable.

El cambio de ondas es, en esencia, un conmutador que intercala a voluntad, en los circuitos de antena y oscilador, las bobinas de la autoinducción conveniente para sintonizar la gama de ondas normales o las de ondas cortas.

En el esquema inmediato puede verse el esquema de principio de este dispositivo. En este dibujo se supone que el conmutador está conectando las bobinas que corresponden a la onda media.

Ahora bien: en ese esquema, y con el fin de poner más claramente de manifiesto el principio de funcionamiento, se ha prescindido de una serie de detalles que es preciso tener muy en cuenta.



Este es el esquema básico de un sistema de cambio de onda. Por medio de un conmutador pueden cambiarse simultáneamente las bobinas de antena y oscilador, con el fin de que pueda sintonizarse una u otra gama.

ALGUNOS DETALLES

Sabemos que las bobinas de antena y del oscilador son, en realidad, transformadores de alta frecuencia con primario y secundario. Por tanto, al cambiar de onda es preciso conmutar no sólo los contactos del primario, sino también los del secundario, lo que supone disponer de un conmutador que en lugar de estar provisto de dos únicas escobillas o contactos móviles (como en el esquema básico) esté provisto de cuatro. Así aparece en el segundo gráfico de esta lección.

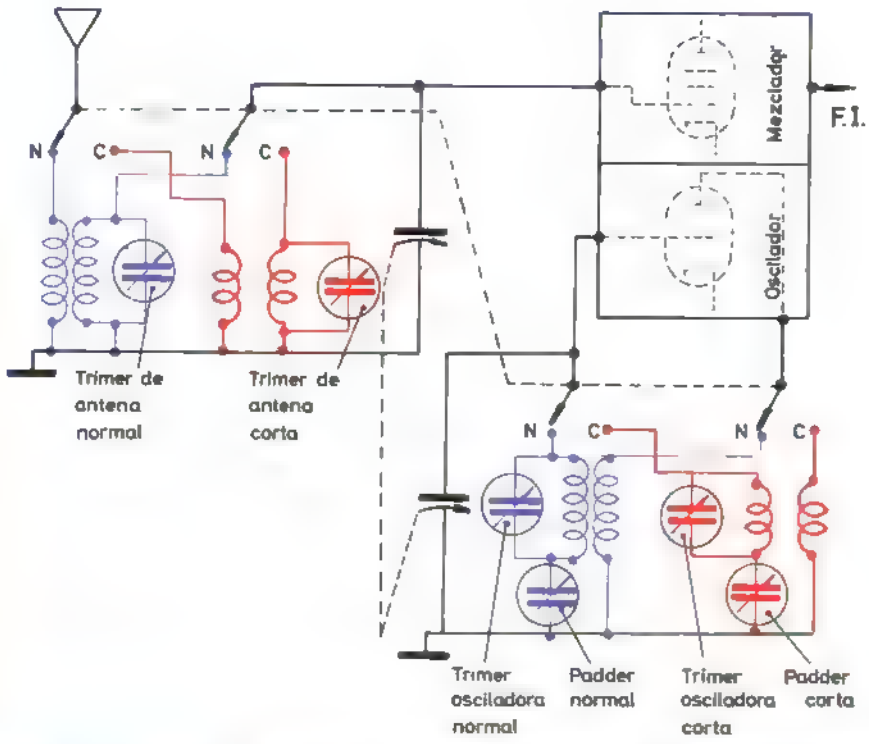
Por otra parte, cuando un receptor va provisto de cambio de onda los *trimmers* no deben ir situados en paralelo con el tándem, como habíamos explicado en la lección 29, sino en paralelo con las bobinas.

De esta forma cada una de las gamas puede ajustarse con total independencia de las demás.

Por último, al cambiar de onda es preciso cambiar también el valor del *padder* conectado en serie con la bobina osciladora.

Tener en cuenta estos detalles lleva como resultado conseguir el esquema real del cambio de ondas. Véalo dibujado en el ya citado segundo gráfico de la lección. Observe cómo las escobillas del conmutador aparecen relacionadas por una línea de trazos (igual que las secciones del tándem) indicativa de que todas ellas se mueven simultáneamente al accionar el mando del conmutador.

Ha tenido ocasión de ver el aspecto físico de los conmutadores en algunas de las lecciones que nos preceden. Responde a dos tipos distintos: los rotativos y los de botonera.

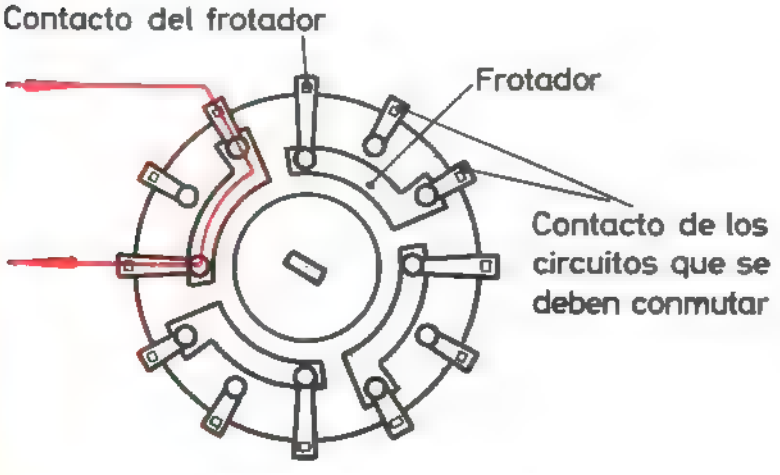


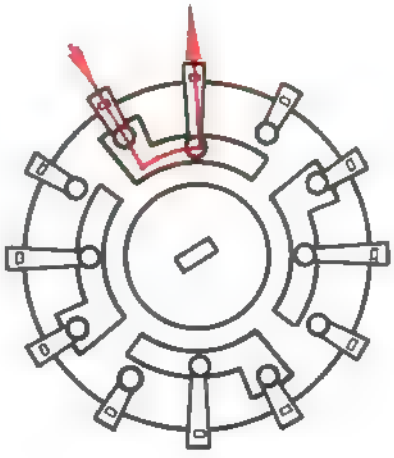
Esquema real de un cambio de onda normal-corta. El conmutador aparece en la posición de normal.

CONMUTADORES

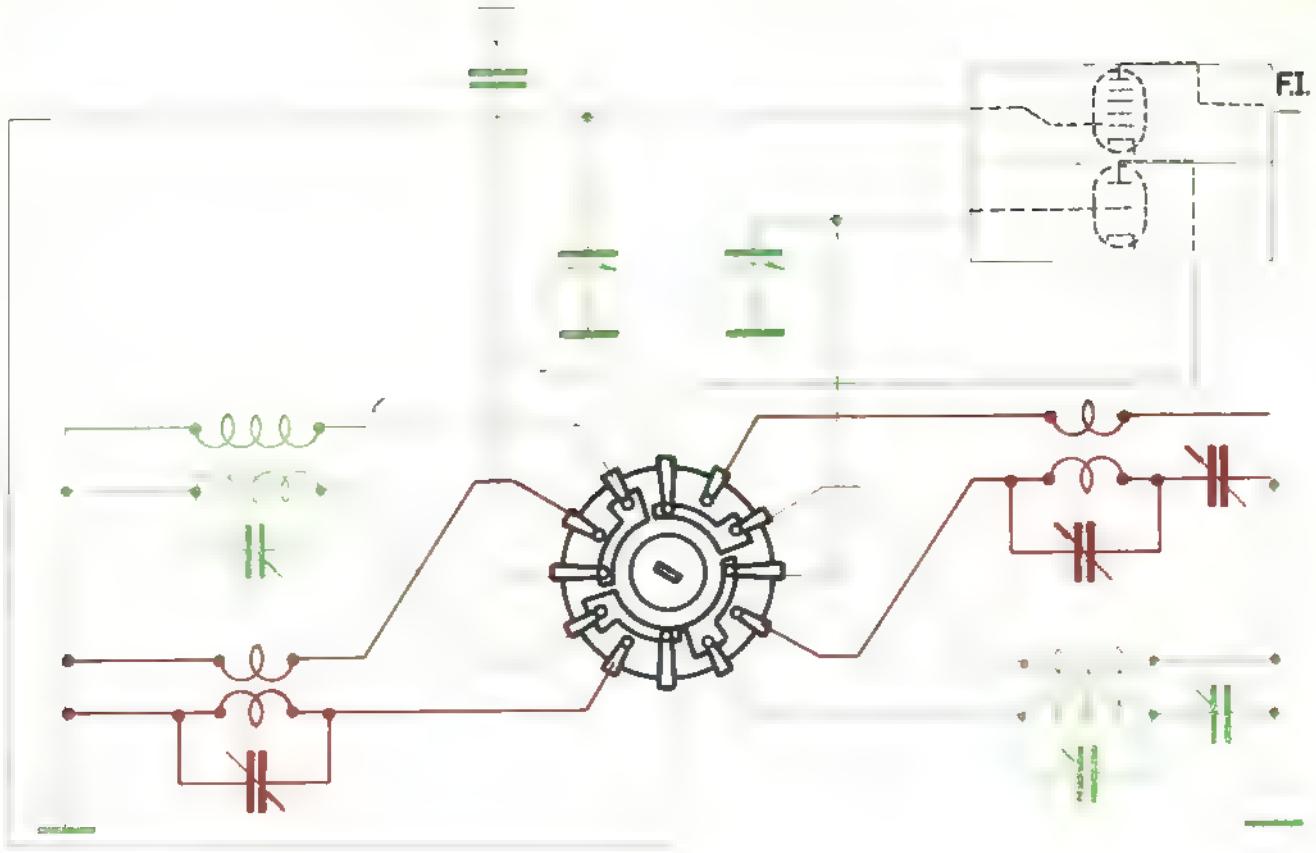
En los conmutadores rotativos los contactos están dispuestos en la periferia de una pieza aislante de baquelita o de cerámica denominada galleta. El eje del conmutador arrastra en su movimiento circular unas piezas metálicas, llamadas escobillas o frotadores, que efectúan los sucesivos contactos según la posición que aquél les obligue a adoptar.

En la figura puede apreciar la constitución de un conmutador de ese tipo. Se advierte que se puede conmutar cuatro circuitos a la vez y que para cada circuito existen dos posiciones posibles.



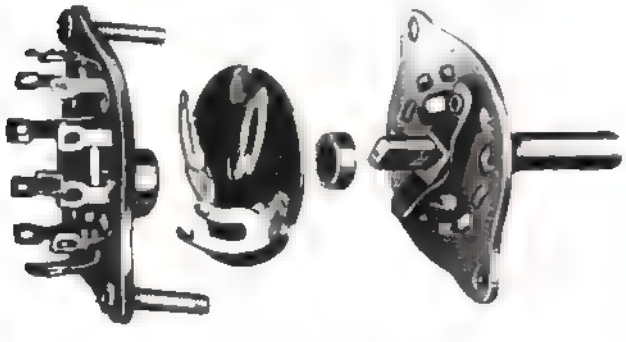


Esquema de un conmutador rotativo de dos posiciones y cuatro circuitos.

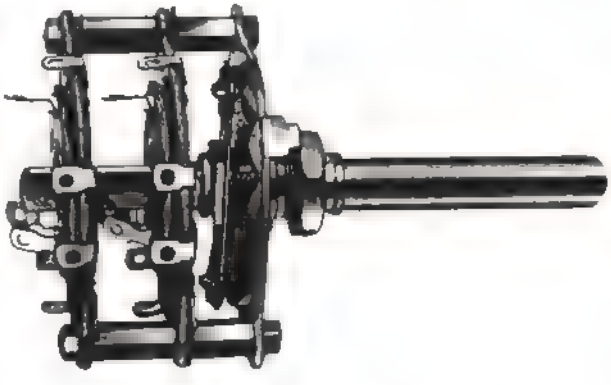


Con él será, por tanto, posible conmutar a voluntad el primario y el secundario de la bobina de antena y el primario y secundario de la bobina osciladora, situando las escobillas en la posición de onda normal o en la de onda corta. Los conmutadores rotativos no sólo se utilizan para efectuar el cambio de onda en los receptores, sino también en otras variadas aplicaciones (recuérdese, por ejemplo, el circuito del polímetro descrito en las lecciones anteriores); de ahí que se fabriquen muchos modelos que se caracterizan por el número de circuitos que pueden conmutar y las posiciones posibles para cada circuito. Así, por ejemplo, el que acabamos de describir es un conmutador de dos posiciones y cuatro circuitos; abreviadamente diríamos que es un conmutador de 2×4.

El conmutador del polímetro era de tres posiciones y cuatro circuitos; es decir, un conmutador 3×4. Las diversas posiciones del eje del conmutador se fijan por medio de una lámina elástica, como puede apreciarse en las fotografías adjuntas.

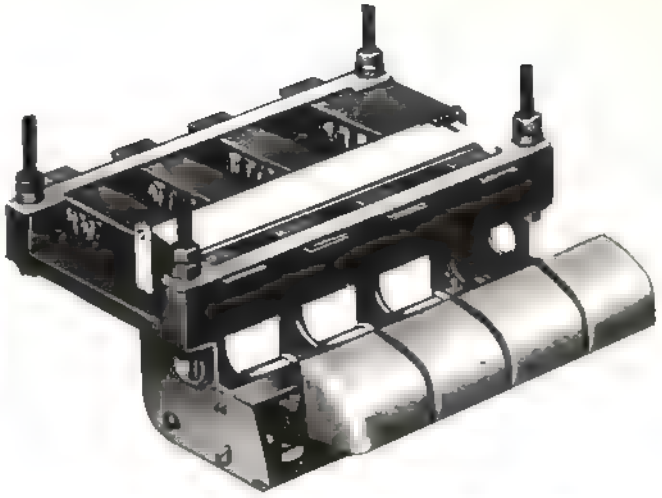


Despiece de un conmutador rotativo.



Conmutador rotativo de dos galletas.

El funcionamiento de los conmutadores de botonera o teclado es análogo al de los rotativos; pero su aspecto exterior es, en cambio, muy distinto, como puede apreciarse en la fotografía.

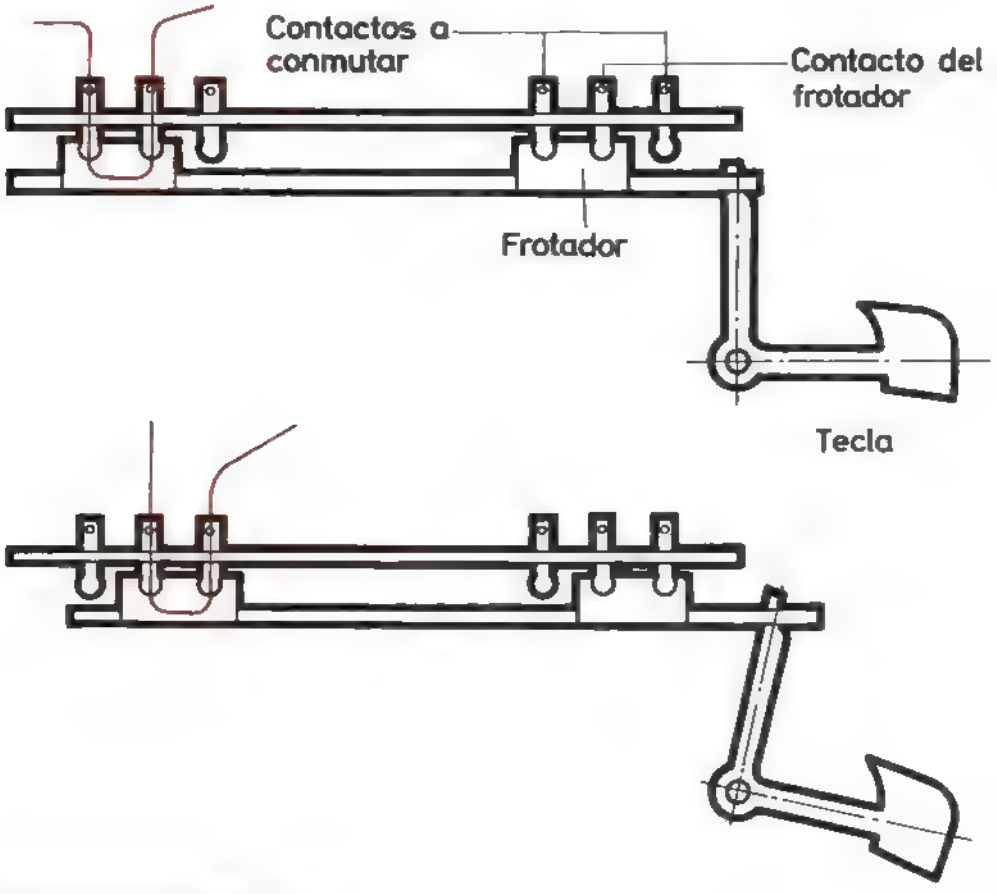


Conmutador de botonera.

La conmutación de los circuitos se consigue oprimiendo una tecla o pulsador en lugar de girar un botón. Los contactos correspondientes a los diversos circuitos están situados sobre una regleta horizontal, bajo la cual desliza otra en la que está fijada la escobilla o frotador que une eléctricamente los contactos oportunos.

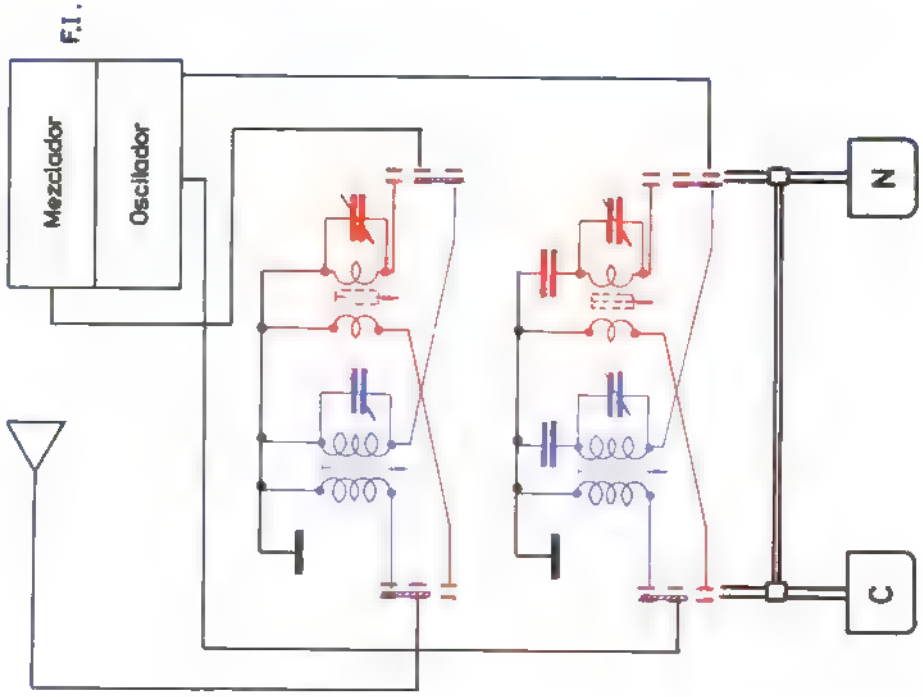
Los conmutadores de teclado están construidos de tal forma que cada vez que se oprime una tecla salta la que se había pulsado previamente, de forma que nunca quedan hundidas más de dos en el teclado.

La figura de la página ... ilustra el funcionamiento de este tipo de conmutador.



He aquí cómo se efectúa la conmutación al pulsar el teclado.

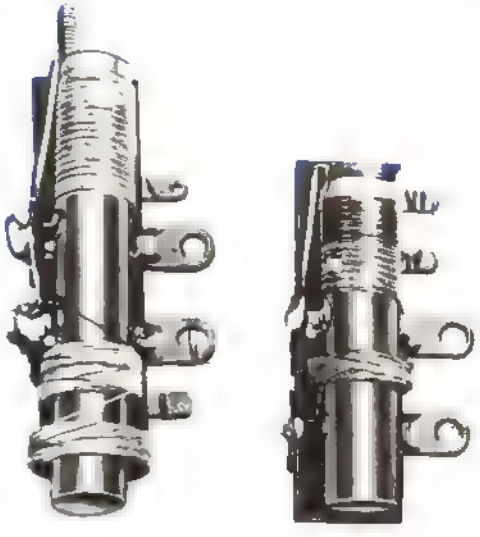
En general los conmutadores de teclado no sólo efectúan el cambio de gama de ondas sintonizadas, sino que además están provistos de una tecla que ejerce las funciones de interruptor y, de, ordinario, otra que puede dejar el aparato en condiciones de que su parte de B.F. pueda emplearse como amplificador para tocadiscos. En consecuencia, pues, casi todos los conmutadores de teclado que se encuentran en el comercio llevan un número mayor de teclas que las dos estrictamente necesarias para el cambio *normal* a *corta*, y viceversa.



He aquí el esquema del conexionado de las bobinas a un conmutador de botonera. En la figura aparece pulsada la tecla correspondiente a la gama de ondas medias (normal).
Observe que se ha supuesto que las bobinas poseen núcleo deslizable de ferrita, y por tanto los padders se han representado como condensadores fijos.

LAS BOBINAS

Era usual que los fabricantes de componentes de radio entregasen devanadas sobre un mismo tubo de cartón las bobinas de antena correspondientes a la onda normal y a la onda corta, y que adoptasen la misma solución para las bobinas osciladoras de normal y corta, tal como puede apreciarse en la foto.



1 Bobina de antena.

2 Bobina oscilladora.

Hoy en día, sin embargo, es muchísimo más frecuente que cada bobina se devane sobre un tubo que le es propio o, como suele decirse en el léxico profesional, sobre una FORMITA destinada exclusivamente a ella, provista, además, de un núcleo de ferrita deslizable de forma que su autoinducción pueda ajustarse dentro de ciertos límites.

Las cuatro bobinas se montan (o vienen ya montadas) sobre una placa de baquelita en la que están fijados los *trimmers*. El conjunto forma un pequeño bloque como el que aparece en la figura.

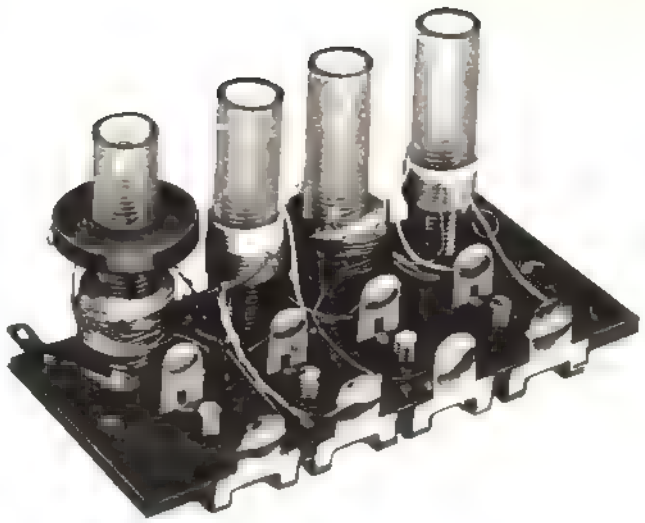
Cuando las bobinas están provistas de núcleo deslizable los *padders* se sustituyen por condensadores fijos, puesto que el ajuste definitivo se realiza mediante el deslizamiento del núcleo.

Es posible, incluso, encontrar en el comercio bloques de bobinas conectados ya al conmutador. Vea también la fotografía de un modelo de este género.

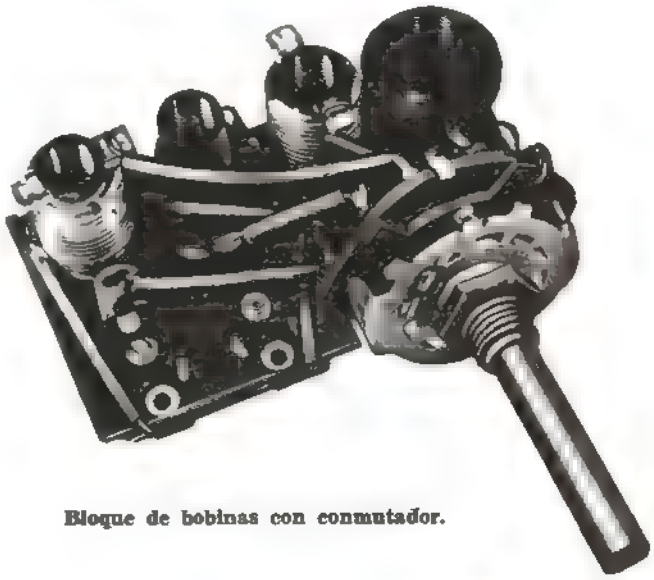
Es evidente que cuando se utilizan bloques de bobinas montados por el mismo fabricante se simplifica mucho el montaje del receptor. Puede decirse que, actualmente, ningún montador opera de otra forma; se consideraría antiprofesional.

En la figura aparece el conexionado entre las bobinas y los contactos de un conmutador de teclado. Más adelante, y cuando describamos los receptores aptos tanto para recibir emisiones en A.M. como en F.M., estudiaremos un conmutador más completo.

Es de advertir que los conmutadores de botonera llevan de ordinario incluidas las bobinas, los *trimmers* y los *padders*, de forma que también su utilización simplifica extraordinariamente el trabajo del aficionado o profesional que pretende montar un receptor.



Bloque de bobinas sin conmutador.

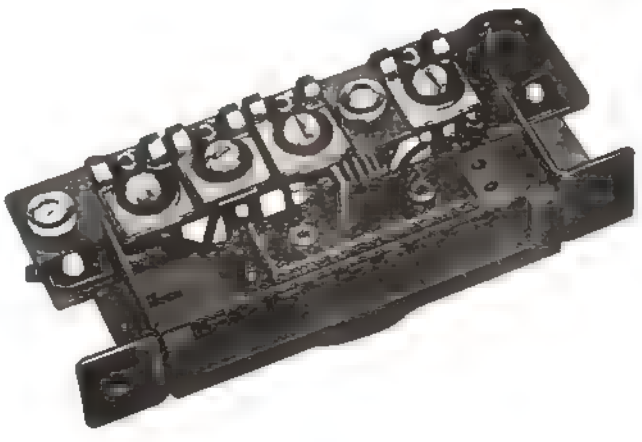


Bloque de bobinas con conmutador.

CONTROL AUTOMATICO DE SENSIBILIDAD

Con este nombre se designa un dispositivo cuya misión es conseguir que la amplitud de las señales *detectadas* sea siempre igual, cualquiera que fuese la amplitud de las señales de A.F. que llegan a la antena.

En esencia, el mencionado dispositivo (control automático de sensibilidad) es un circuito eléctrico que regula la ganancia del paso conversor y la de los pasos del amplificador de F.I. Cuando las señales recibidas en antena tienen gran amplitud reduce la ganancia de los mencionados pasos; en cambio, la aumenta automáticamente cuando las señales de antena son débiles. En definitiva se



Bloque de bobinas con conmutador deslizante.

ejerce un control de la sensibilidad del receptor, de forma que las señales una vez detectadas tienen, en ambos casos (señales débiles y señales de mayor potencia), la misma amplitud.

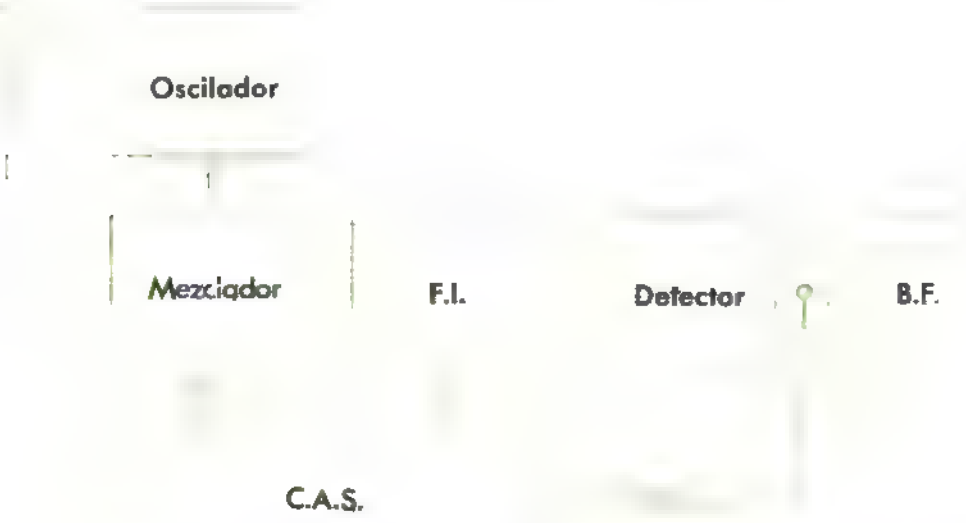
La finalidad del control automático de sensibilidad, que abreviadamente se escribe C.A.S., es doble: la primera y más importante es evitar que las señales en el amplificador de F.I. puedan alcanzar tal amplitud que se produzca *saturación*, y por consiguiente distorsión, en las señales detectadas e incluso su anulación. Recuerde que en la lección 13 ya se habló del fenómeno de saturación.

La segunda es hacer más cómodo el manejo del receptor, ya que permite pasar de la escucha de una emisora a la de otra sin que sea necesario reajustar la posición del potenciómetro de volumen; pues aunque las dos emisoras sean de distinta potencia el C.A.S. se encarga de que las señales que llegan al amplificador de B.F. tengan igual amplitud, y por tanto que en los dos casos se perciban con igual intensidad los sonidos.

El hecho de que la regulación de sensiblidad sea automática representa sobre todo una gran comodidad cuando se está a la escucha de una estación lejana o débil, pues en esas circunstancias las señales recibidas en antena suelen experimentar variaciones bruscas de amplitud producidas por variaciones en las condiciones de propagación de las ondas hertzianas. Si el receptor no estuviese provisto de C.A.S. sería preciso retocar constantemente la posición del potenciómetro de volumen a fin de mantenerlo en condiciones normales de escucha. En un receptor provisto de C.A.S., en cambio, dado que las señales que suministra el detector no sufren esas variaciones bruscas, el volumen se mantendrá constantemente dentro del nivel que hayamos fijado con el potenciómetro.

Todo ello, claro está, dentro de ciertos límites.

A causa de esta propiedad al C.A.S. se le llama en ocasiones control automático de volumen (C.A.V.); si bien es una denominación impropia, pues, según hemos dicho, lo que regula el mencionado control es la sensibilidad del aparato.



Principio de funcionamiento de un receptor superheterodino provisto de C.A.S. Las señales procedentes del detector no sólo se aplican al amplificador de B.F., sino también al circuito de C.A.S., y éste actúa sobre el mezclador y el amplificador de F.I. reduciendo la ganancia cuando esas señales son demasiado amplias y aumentándola cuando son demasiado débiles.

VALVULAS DE PENDIENTE VARIABLE

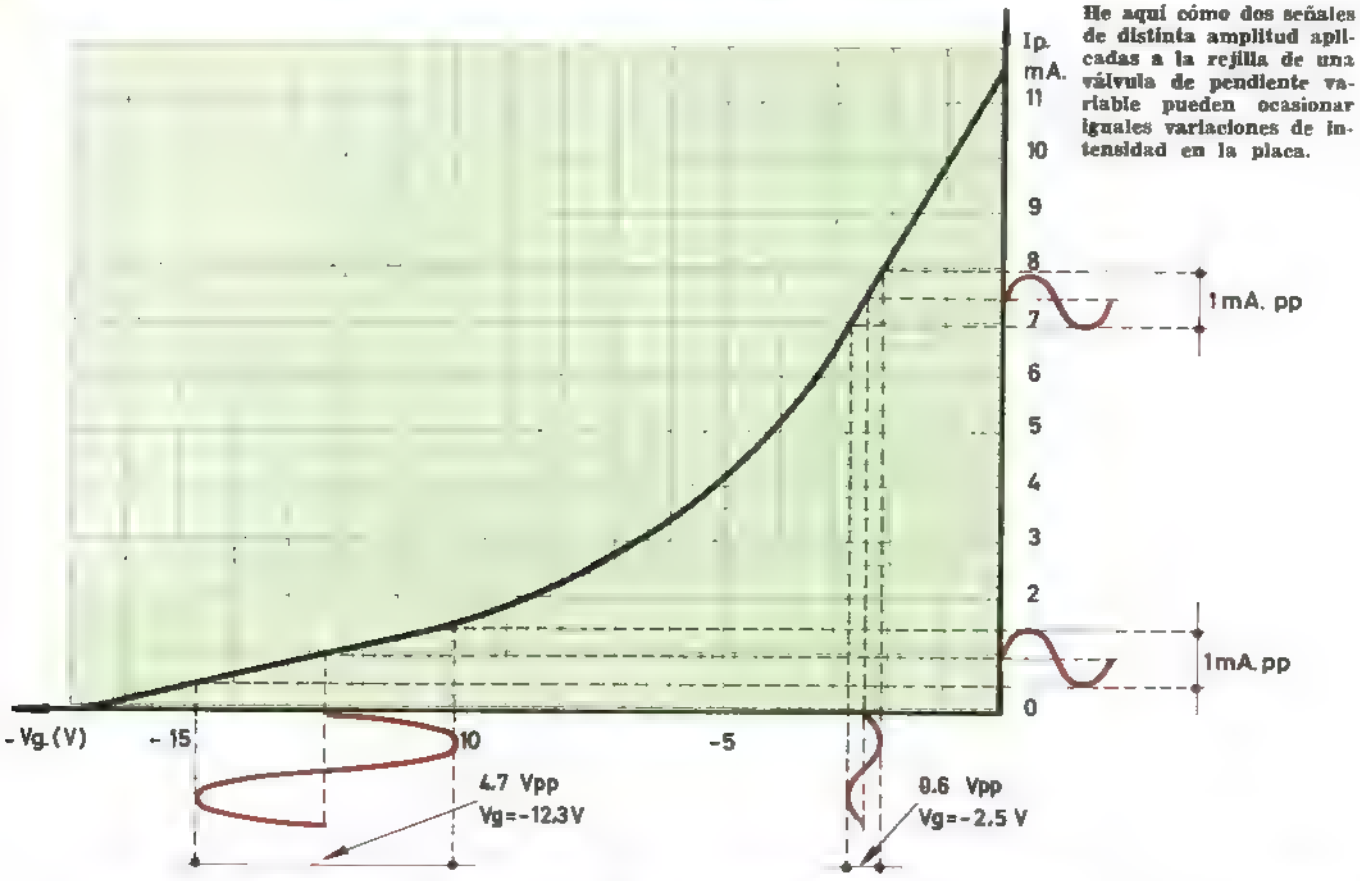
La regulación automática de la ganancia del mezclador y del amplificador de F.I. es posible gracias a las válvulas que en ellos se utilizan y que ofrecen una curiosa particularidad: son VÁLVULAS DE PENDIENTE VARIABLE.

Según sabemos (lección 8) la pendiente de una válvula es la inclinación que presentan sus características de rejilla. En las válvulas ordinarias se procura que esa pendiente sea la misma en todos los puntos; prácticamente es así, salvo en el *codo*

inferior de la característica. En cambio, en las válvulas de pendiente variable la característica de rejilla varía de inclinación continuamente desde el valor $V_g = 0$ hasta el punto de corte. La amplificación que se obtiene con un pentodo es prácticamente proporcional a la pendiente de su característica; de forma que si hacemos trabajar a un pentodo de pendiente variable en un punto en que la pendiente sea grande, la amplificación conseguida será también grande; si, por lo contrario, lo hacemos trabajar en una zona de pequeña pendiente, pequeña será también la amplificación.

Pues bien; esa propiedad de las válvulas comentadas es la que se aprovecha para conseguir la regulación automática de la sensibilidad del aparato.

Véalo gráficamente en el dibujo siguiente, que se supone corresponde a la característica de rejilla de una válvula genérica de pendiente variable.



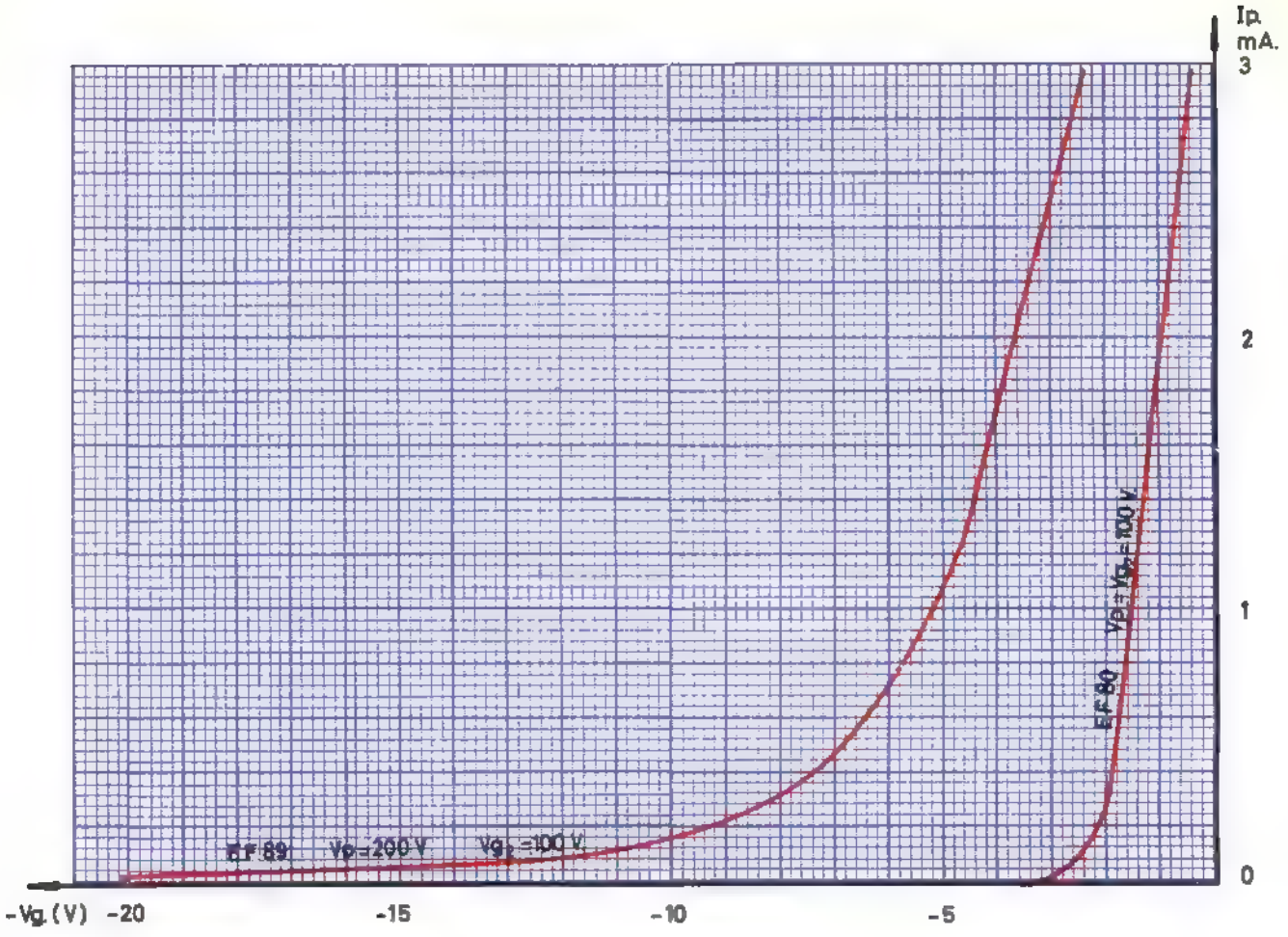
He aquí cómo dos señales de distinta amplitud aplicadas a la rejilla de una válvula de pendiente variable pueden ocasionar iguales variaciones de intensidad en la placa.

Cuando la señal aplicada a la rejilla es débil (de 0'6 V_{pp} en el ejemplo considerado) el circuito de C.A.S. polariza la válvula de forma que trabaje en una zona en que la pendiente sea grande. Con ello se consigue que las variaciones de intensidad de placa sean importantes. Así, en el referido gráfico se advierte que, siendo la tensión de polarización de $V_g = 2'5$ V, la señal de 0'6 V_{pp} da lugar a una intensidad variable de valor $I_p = 1$ mA_{pp}.

Por lo contrario, si la señal recibida es fuerte (de 4'7 V_{pp} en el ejemplo) el circuito de C.A.S. aumenta automáticamente la polarización y hace trabajar a la válvula en una región de pendiente menor, con lo que puede conseguirse que las variaciones de intensidad sean prácticamente las mismas. Vemos en el gráfico que si la válvula está polarizada con una tensión $V_g = -12'3$ V la señal de 4'7 V_{pp} da origen a una componente variable de la intensidad de placa de 1 mA_{pp}; es decir, el mismo valor que en el caso anterior.

Si suponemos que la válvula considerada es la amplificadora de F.I., esa intensidad de 1 mA_{pp} es la que atraviesa el primario del segundo transformador de F.I.; la tensión que aparece en el secundario (que es la que se aplica al detector) será proporcional a ella y por tanto igual en los dos casos.

Vea ahora otro gráfico en el que puede usted comparar las características de dos pentodos, uno de pendiente fija (la EF80 de la serie Noval) y otro de pendiente variable (EF89, también de la serie Noval).



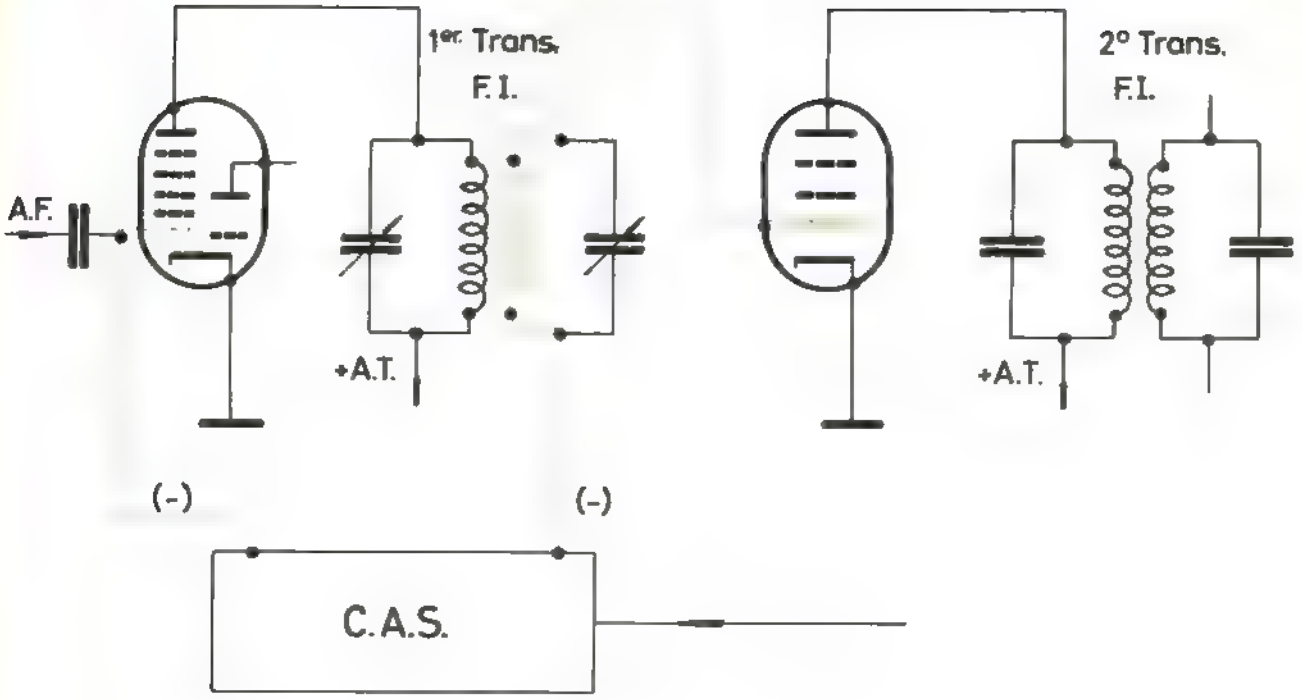
En este gráfico puede usted comparar las características de rejilla de una válvula de pendiente fija (EF80) con otra de pendiente variable (EF89).

Observe usted que en la válvula de pendiente variable el punto de corte corresponde a una tensión de rejilla mucho más negativa que en el caso de la de pendiente fija. Por este motivo, a las primeras se las conoce también con el nombre de *válvulas de corte remoto.*

En la práctica la tensión de polarización con que el circuito de C.A.S. regula la ganancia del amplificador de F.I. se aplica a la rejilla de la válvula a través del secundario del primer transformador de F.I. La regulación de la ganancia del paso conversor se consigue, sencillamente, llevando el extremo libre de la resistencia de la rejilla de mando al circuito de C.A.S. Recuerde que al hablar de los pasos conversores decíamos que a este extremo de la resistencia se le aplicaba una tensión negativa auxiliar. Pues bien, el circuito de C.A.S. proporciona esa tensión negativa que acabamos de recordar.

Cuando la conversión se realiza mediante un triodo-heptodo únicamente es de pendiente variable la parte heptodo, y sólo a la rejilla de control de esta parte se aplica la tensión de polarización suministrada por el C.A.S.

Tanto la conversora como la amplificadora de F.I. pueden estar sometidas a una polarización adicional independiente de la polarización variable que proporciona el C.A.S. Se logra intercalando un grupo RC en la conexión de cátodo. En la práctica, sin embargo, es frecuente prescindir de estos elementos haciendo que el cátodo quede conectado directamente al chasis.



He aquí en qué forma se aplica la tensión del C.A.S. a las rejillas de mando de la mezcladora y la amplificadora de F.I. a fin de regular la sensibilidad.

CONSTITUCION DE LAS VALVULAS DE PENDIENTE VARIABLE

Digamos ahora unas palabras acerca de las particularidades constructivas de las válvulas de pendiente variable, causa de la forma particular que presentan sus características de rejilla.

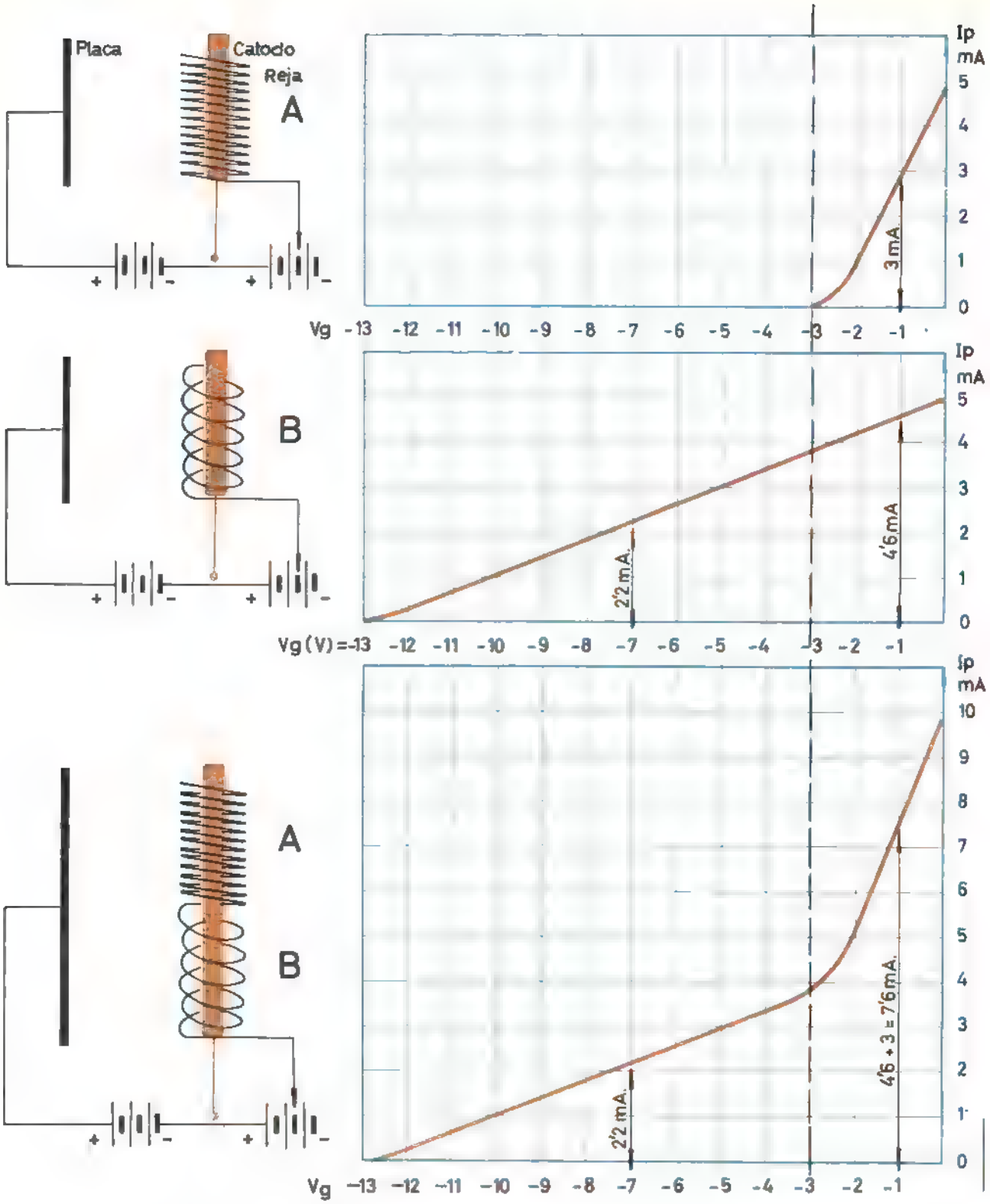
La pendiente de una válvula (para un tamaño dado del cátodo y una separación determinada enter éste y la rejilla de control) depende, ante todo, de un detalle constructivo: de lo más o menos espaciadas entre sí que están las espiras que componen la rejilla de control. Si esas espiras están muy próximas, la rejilla tiene mucha influencia sobre la carga espacial del cátodo, de modo que una pequeña tensión negativa aplicada a ella será suficiente para conseguir que ningún electrón pueda alcanzar la placa. Con una rejilla muy tupida, pues, el punto de corte está muy cerca del valor $V_g = 0$ y la característica será, por tanto, casi vertical; LA VÁLVULA TENDRÁ, POR TANTO, GRAN PENDIENTE.

Por lo contrario, si las espiras están muy espaciadas la influencia de la rejilla es menor; en consecuencia la tensión de corte es mucho más elevada que en el caso anterior; LA PENDIENTE DE LA VÁLVULA SERÁ MÁS PEQUEÑA.

En los gráficos se aprecian claramente esas diferencias. Las dos válvulas son, por supuesto, de pendiente fija; pero combinándolas podemos conseguir una válvula de pendiente variable. Supongamos, en efecto, que con los elementos que componen esas dos válvulas construimos otra cuyo cátodo tenga doble longitud que el de una sola y cuya rejilla esté constituida por dos porciones; una con las espiras muy próximas y otra con las espiras muy separadas.

En estas circunstancias, para un valor determinado de la tensión en la rejilla la corriente que alcanza la placa está constituida por el número total de electrones que consiguen atravesar la rejilla, bien sea por la zona más tupida de la porción superior o por la más esparcida de la inferior.

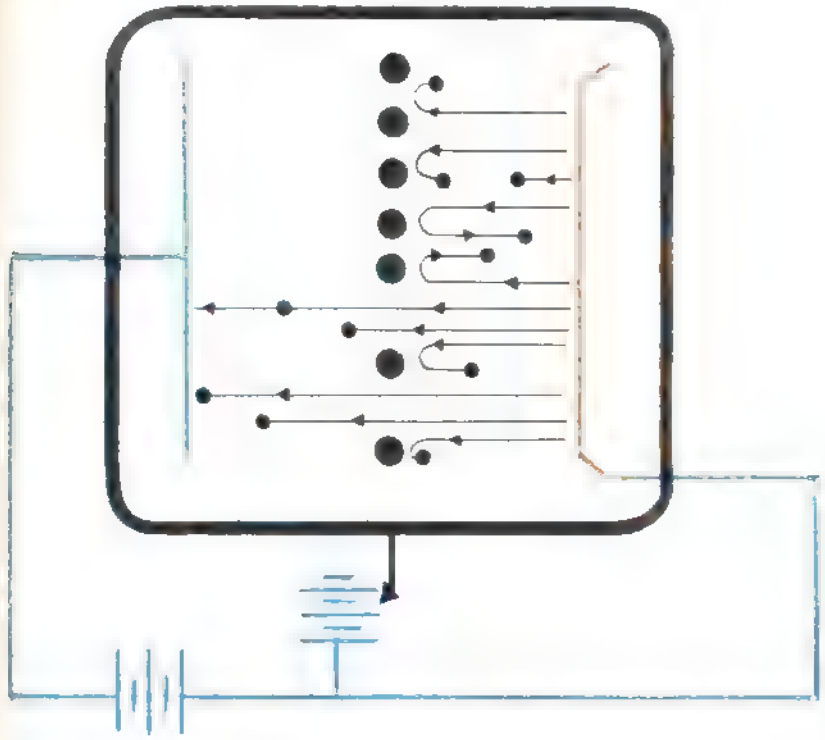
La característica de rejilla de esta nueva válvula se puede obtener sumando gráficamente las que corresponden a las dos válvulas anteriores.

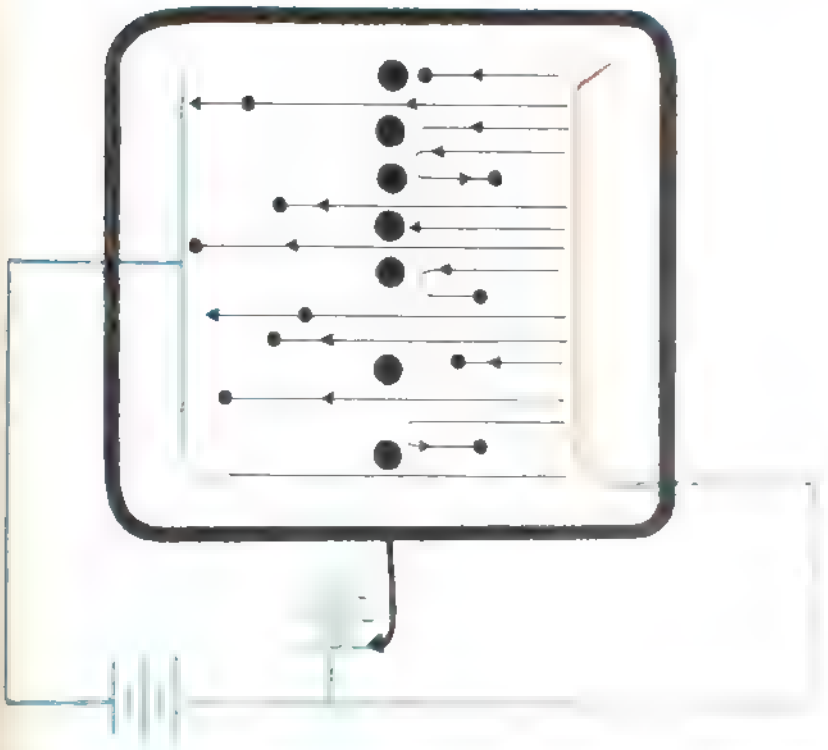


Si consideramos un triodo constituido por la combinación de otros dos (A, B) de distinta pendiente, su característica ofrecerá dos regiones: una de pequeña pendiente entre los valores $V_g = -13$ y $V_g = -3$ y otra de pendiente mayor entre $V_g = -3$ y $V_g = 0$.

En el resultado se advierte que en esa característica existen dos regiones con distinta pendiente: en la primera (comprendida entre las tensiones de corte de las dos válvulas A y B) LA PENDIENTE ES PEQUEÑA, ya que sólo pasan electrones por la parte B de la rejilla, como se expresa en los gráficos.

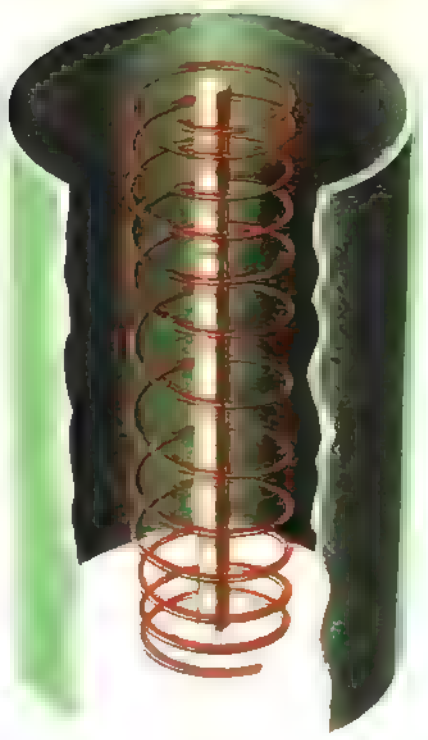
Por tanto, la pendiente en esa zona es la del triodo B. En cambio, a partir dé la tensión de rejilla correspondiente al punto de corte del triodo A y hasta el valor $V_g = 0$ los electrones atraviesan la rejilla tanto por la zona A como por la B, y en consecuencia LA PENDIENTE ES MUCHO MAYOR.





He aquí cómo funcionaría este triodo, mencionado en el texto, que se supone formado por dos válvulas de distinta pendiente.

Pues bien; éste es el principio en que se basa la existencia de las *válvulas de pendiente variable*, que se caracterizan porque su rejilla está formada por espirales cuyas distintas espiras están muy próximas en los extremos y se espacian paulatinamente hacia la parte central. El efecto es el mismo que se obtendría si estas válvulas estuviesen constituidas por multitud de válvulas con electrodos más pequeños y con distinta pendiente para cada una. En las válvulas reales, debido a que el espaciado entre las espiras de la rejilla varía de manera continua y uniforme, también es uniforme la variación de la pendiente y no con la brusquedad con que varía en el ejemplo que nos ha servido de demostración.



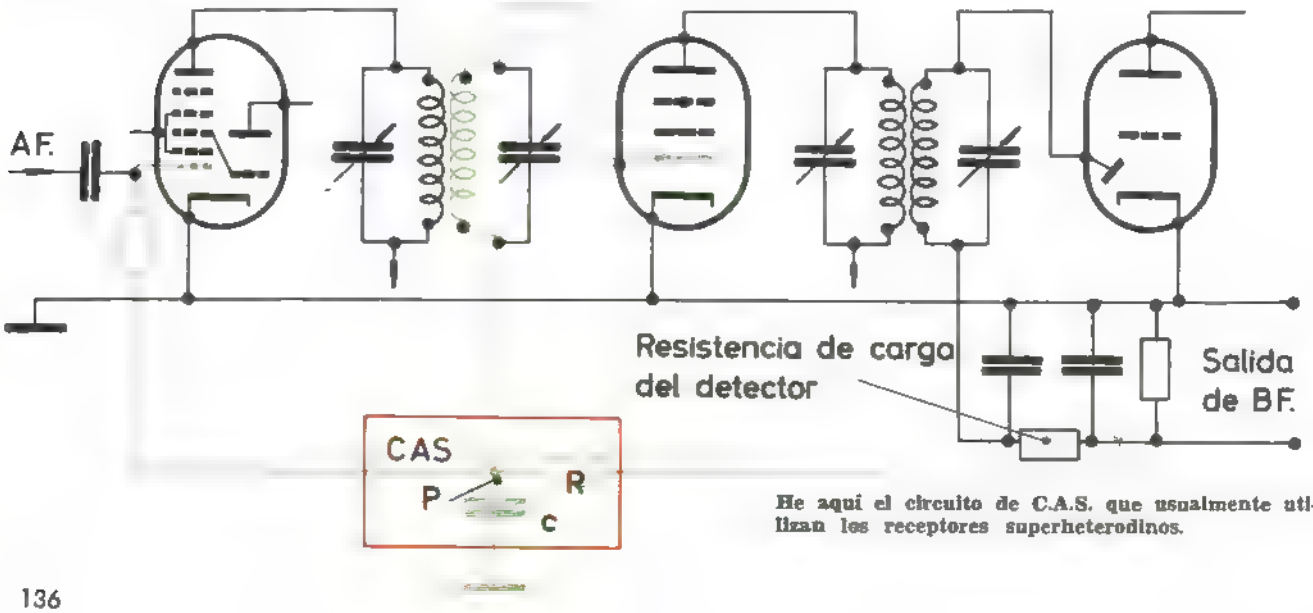
Estructura de una válvula termoiónica de pendiente variable. (Triodo en el caso de la figura.) Observe que su única particularidad reside en la estructura de la rejilla. Su parte central, de espiras muy espaciadas, corresponde a una válvula de pequeña pendiente; y las partes extremas a una válvula de gran pendiente.

EL CIRCUITO DE C.A.S.

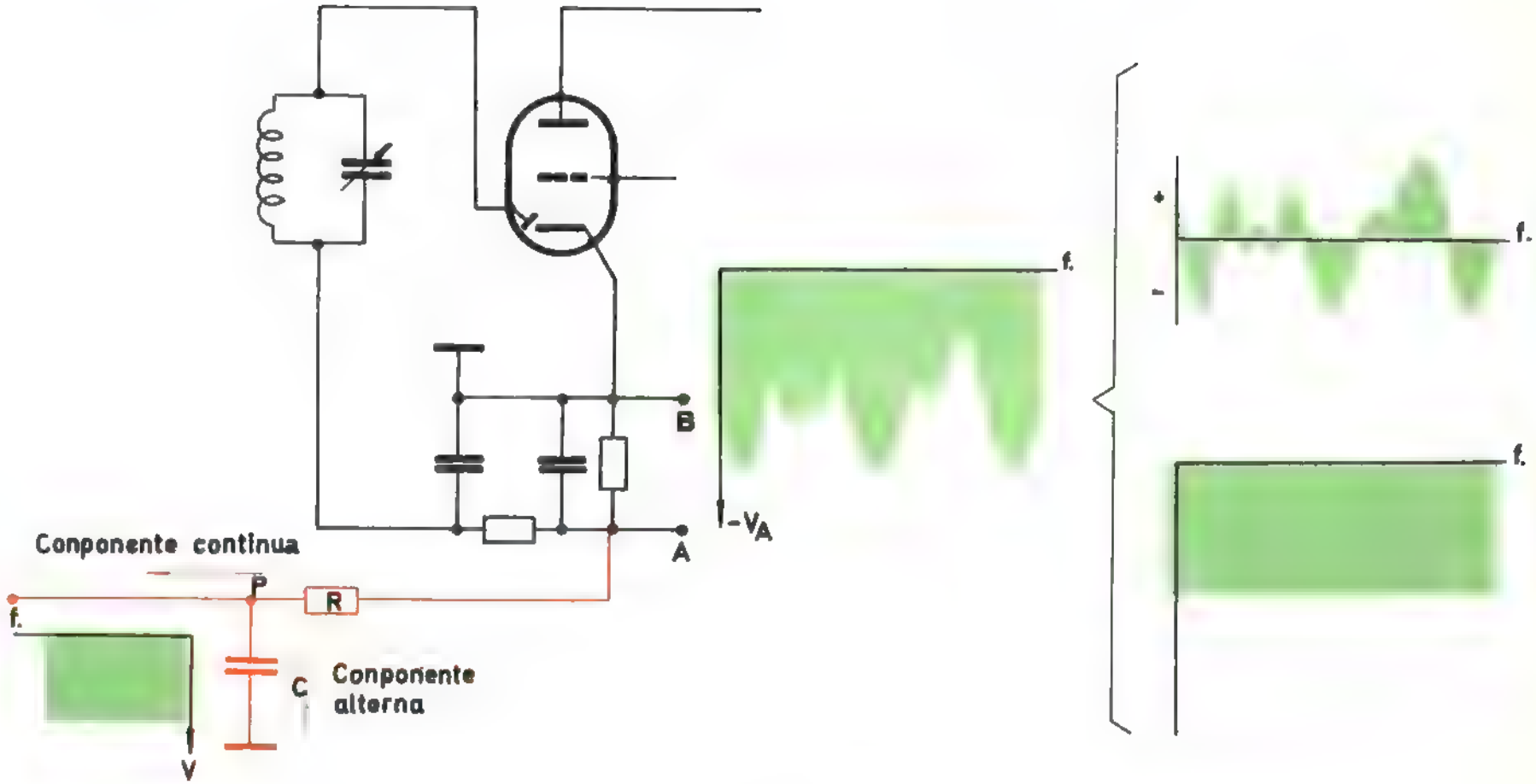
Llegados a este punto es seguro que está usted impaciente por descubrir lo que se *encierra* en este rectángulo que, en los dibujos, hemos etiquetado con las siglas C.A.S.

Hemos dicho que lo que encierra este rectángulo tiene la propiedad de aplicar una tensión de polarización variable, a las válvulas cuya ganancia se quiere regular, segun sea la amplitud de las señales recibidas. La tensión de polarización será tanto más negativa cuanto mayor sea esa amplitud.

Tal vez haya creído usted que el automatismo de esa función se consigue gracias a un complicado circuito electrónico; sin embargo, nada más lejos de la realidad. En general el circuito de C.A.S. de los superheterodinos de A.M. está constituido sencillamente por una resistencia y un condensador en serie. El extremo libre de la resistencia se conecta a la salida del detector y el extremo libre del condensador se conecta al chasis. En el punto común a los dos elementos se toma la tensión de polarización que regula la ganancia de las válvulas del mezclador y del amplificador de F.I.



He aquí el circuito de C.A.S. que usualmente utilizan los receptores superheterodinos.



La tensión a la salida del detector está constituida por una componente alterna de valor medio nulo y una componente continua. Unicamente aparece esta última en el punto P del circuito de C.A.S., pues la componente alterna se deriva a masa por el condensador C.

¿Cómo funciona este dispositivo?

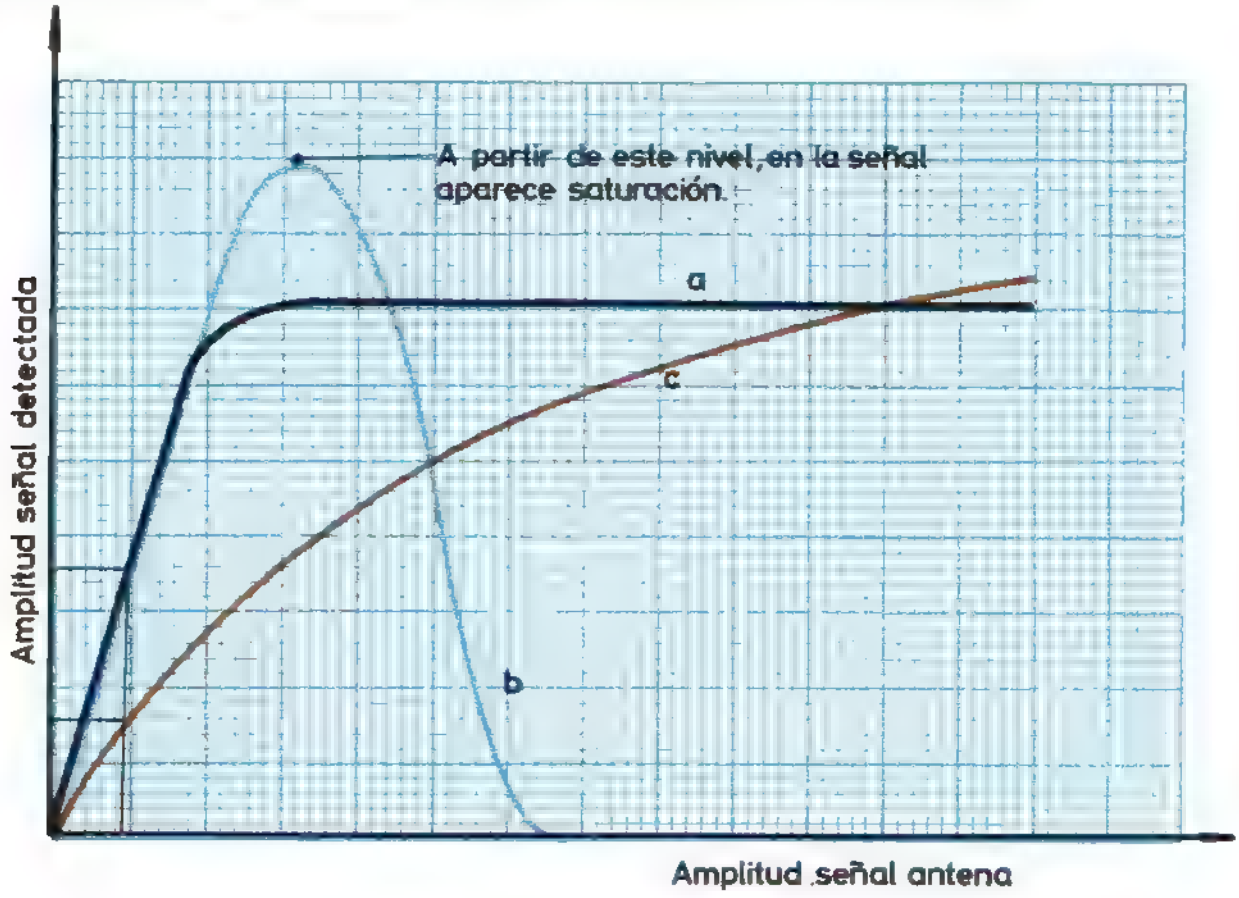
Según vimos en la lección 13, la tensión que aparece en los extremos de la resistencia de carga del detector es una tensión continua variable cuyas variaciones corresponden precisamente a la señal de B.F. La polaridad de esa tensión es tal que, de acuerdo con el esquema, el extremo A resulta negativo respecto a B.

Esa tensión es aplicada al grupo *RC serie* que constituye el circuito de C.A.S., que se comporta como un divisor de tensión. Teniendo en cuenta que la tensión suministrada por el detector es *continua variable* (estará formada por una *componente alterna*—la señal de B.F.—y una *componente continua*), en el punto P encontraremos únicamente la *componente continua* si el condensador C se elige de forma que su reactancia frente a la componente alterna sea mucho menor que la resistencia R, que es precisamente lo que se hace en el circuito de C.A.S.

La componente continua de la señal detectada es, pues, la que se utiliza para polarizar las válvulas de la parte de alta frecuencia del receptor. Así, se comprende fácilmente el funcionamiento automático del circuito. Cuando la señal detectada es de gran amplitud (lo cual indica que la señal recibida en antena es muy potente) la componente continua de la detección también es elevada, y por tanto las válvulas quedan polarizadas con una fuerte tensión negativa; su ganancia, en consecuencia, será pequeña. Por contra, cuando la tensión detectada es débil la polarización lo es también y las válvulas trabajan en una zona en que la *pendiente* será grande, y en consecuencia la ganancia es mayor.

Ahora bien; este circuito tan simple no puede cumplir a la perfección la misión propia de C.A.S.; es decir, la de mantener constante la amplitud de la señal detectada. La imperfección de este C.A.S. se debe a que su funcionamiento se basa precisamente en las variaciones que experimentan esas señales. Sin embargo, y aunque no en grado total, confiere a los receptores que lo incluyen las ventajas de que antes hemos hablado: evita el fenómeno de *saturación* y hace más cómoda la audición de estaciones cuya recepción esté influida por las condiciones de propagación. Su gran sencillez hace que en los receptores comerciales este tipo de circuito sea mucho más empleado que otros más efectivos, desde luego, pero mucho más complejos.

Para que pueda hacerse una idea de los resultados que se consiguen con un circuito de C.A.S., como el que hasta ahora hemos visto, damos a continuación la relación entre la amplitud de la señal recibida en antena y la obtenida en el detector para tres receptores distintos. Vea la gráfica inmediata y el texto que sigue.



a) Un receptor que suponemos provisto de C.A.S. ideal. En él se admite que a partir de un nivel pequeño de la señal de antena la señal detectada se mantiene constante, cualquiera que sea la amplitud de la primera.

b) Un receptor desprovisto de C.A.S. Se advierte que a partir de un cierto nivel de la señal de entrada la señal detectada disminuye y llega incluso a anularse, debido a que, en este receptor y a partir de cierto nivel, los amplificadores quedan saturados, con lo que la señal detectada no presenta componente de B.F. (Vea pág. 25 de la lección 13.)

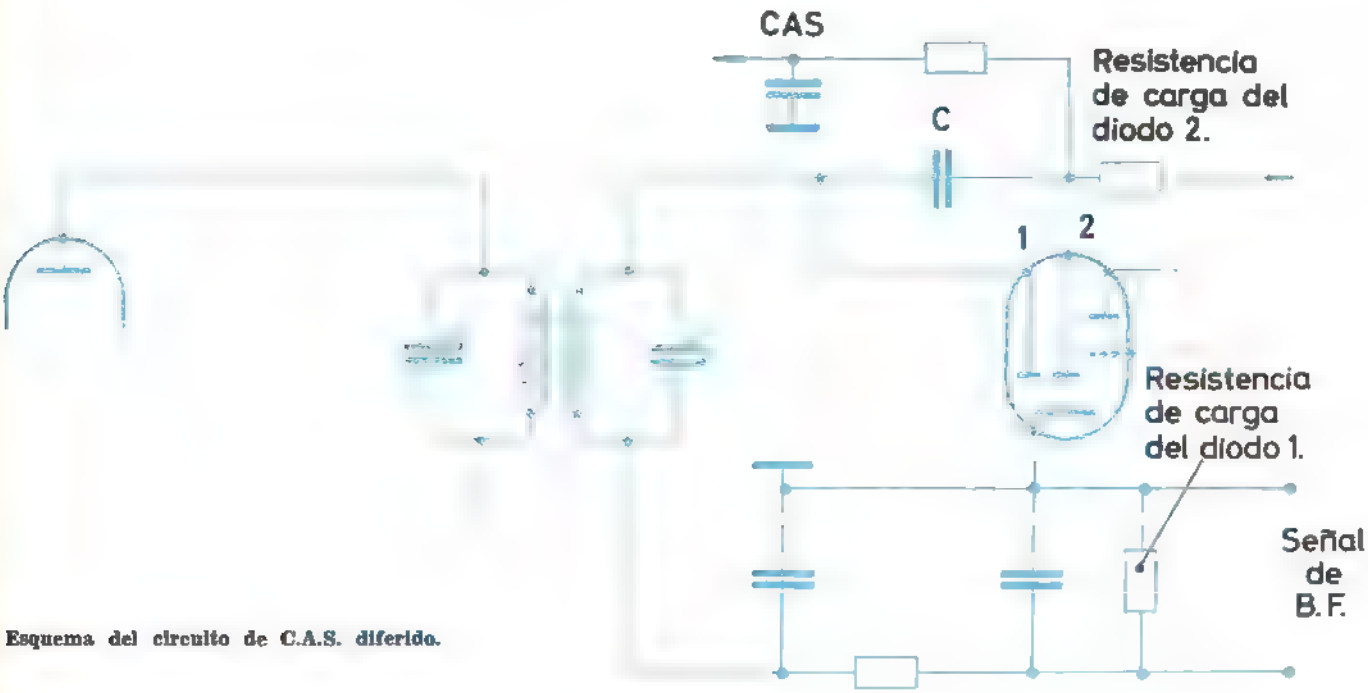
c) Un receptor provisto de circuito de C.A.S. del tipo reseñado. No llega a presentarse saturación y el receptor funciona bien con cualquier amplitud de la señal de antena. También puede verse que, la señal detectada tiende a mantener constante.

CONTROL AUTOMATICO DIFERIDO

Comparando las curvas *c)* y *a)* del gráfico se deduce el principal defecto que tiene el tipo de C.A.S. sencillo que acabamos de describir en comparación con el circuito de C.A.S. ideal: con señales de antena débiles (cuando el receptor debiera actuar con la máxima sensibilidad) resulta que es menos sensible con C.A.S. sencillo que con C.A.S. ideal, ¡e incluso que sin él! Es decir: el C.A.S. sencillo reduce la sensibilidad cuando las señales de antena son muy débiles. Ello es debido a que ese sencillo circuito de C.A.S. actúa en cuanto el receptor detecta una señal, por débil que sea.

El circuito de *C.A.S. diferido* ofrece la ventaja de no actuar hasta que las señales de antena alcanzan cierto nivel; con ello el receptor presenta la máxima sensibilidad para las señales débiles recibidas.

El esquema de principio de un circuito de C.A.S. diferido es el que aparece en la figura que completa esta explicación.



Esquema del circuito de C.A.S. diferido.

Se utilizan dos diodos distintos: uno para la detección de las señales de B.F. y otro destinado únicamente al funcionamiento del circuito de C.A.S.

En este circuito las señales procedentes del segundo transformador de F.I. se aplican normalmente a la placa de uno de los diodos de donde se obtiene la B.F. Las mismas señales se aplican

a la placa del segundo diodo, pero esta vez a través del pequeño condensador C.

La particularidad más notable del montaje, consiste en que la resistencia de carga de este diodo no está conectada a masa, como en el caso anterior, sino que se le comunica una cierta tensión negativa.

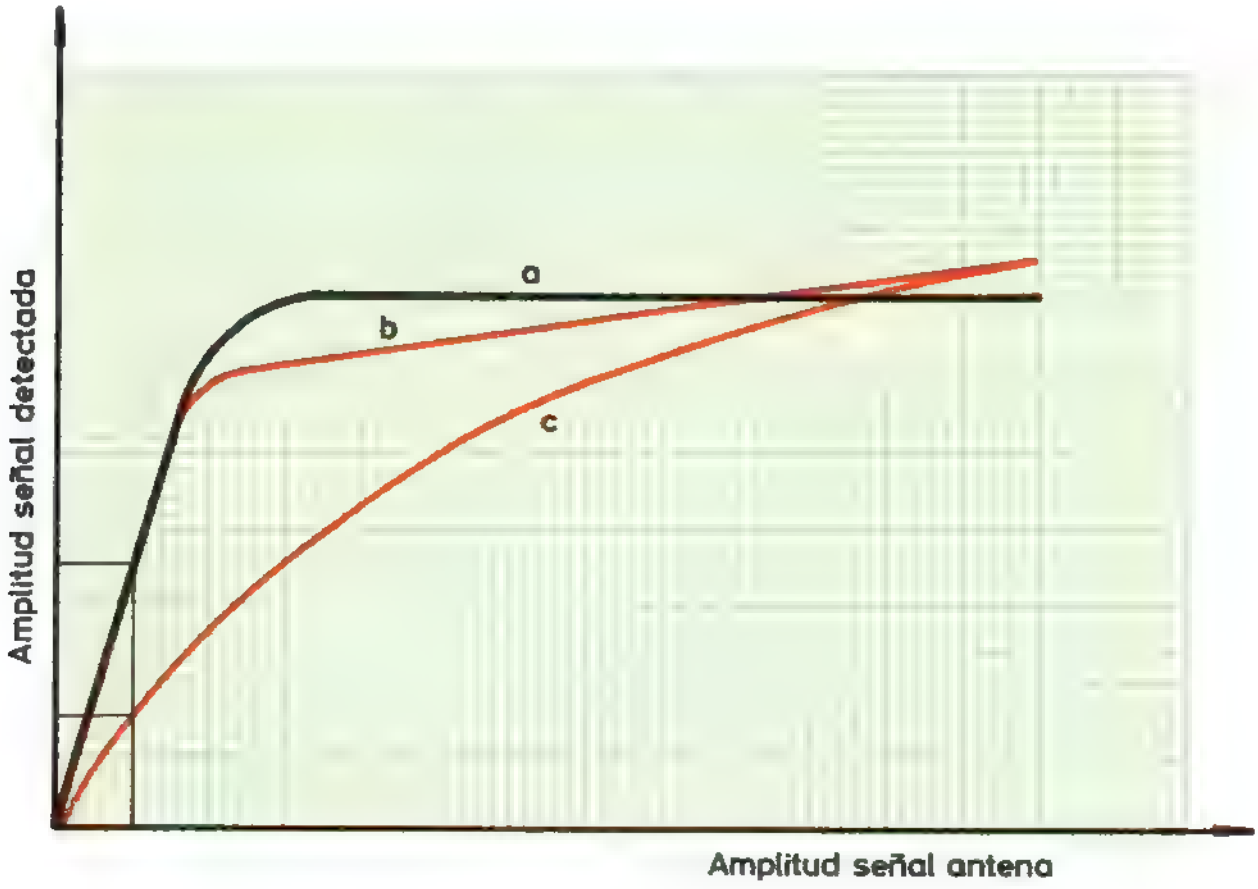
En estas condiciones, para que actúe el diodo 2 será preciso que los semiciclos positivos de la señal que llega por el condensador C tengan mayor amplitud que esa tensión negativa, pues ya sabemos que un diodo sólo conduce si la placa es positiva respecto al cátodo.

Con estos dos dispositivos, pues, el C.A.S. no actúa con señales débiles, y por tanto para esas señales el receptor ofrece la sensiblidad máxima.

En el gráfico adjunto puede comparar el funcionamiento de un receptor *a*) con C.A.S. ideal, *b*) con C.A.S. diferido y *c*) con C.A.S. sencillo (no diferido).

En él puede observar que el C.A.S. diferido o retardado, como también se le llama, tiene un comportamiento cercano al ideal.

En el comercio se encuentran muchas válvulas, tal como el doble diodo-pentodo EBF80, adecuadas para utilizar circuitos de C.A.S. diferido.



APENDICE

REALIZACIONES PRACTICAS

Descripción y montaje de un generador de R. F. a señales variables.

GENERADOR DE R. F.

A lo largo de nuestras lecciones, hemos hablado repetidas veces de unos generadores, capaces de proporcionarnos señales cuya frecuencia y amplitud puede variar a voluntad. Pues bien: lo que hasta ahora ha sido un simple símbolo, debe convertirse en una realidad, porque el nivel técnico que usted, lector que sigue nuestras lecciones, ha alcanzado reclama el conocimiento del generador de señales que es un instrumento imprescindible en el laboratorio no sólo del profesional sino también del aficionado a la electrónica.

Como ocurre con todas las cosas con una utilidad específica, encontramos generadores de muchos tipos. Los hay destinados a proporcionar señales cuya frecuencia puede variar de 20 a 20.000 c/s e incluso dentro de un margen más amplio. Tales generadores se destinan al ensayo y comprobación de los equipos de B.F. tales como los amplificadores de sonido.

Otros generadores proporcionan señales de A.F dentro de una gama más o menos amplia. Llevan incorporados dispositivos especiales que permiten modular estas señales en amplitud o frecuencia según los modelos. Algunos generadores de mayor precio gozan de las dos posibilidades: pueden modelar las señales de A.F que emiten, tanto en amplitud como en frecuencia.

Estos generadores permiten múltiples ensayos y comprobaciones.

Resultan utilísimos para ensayar y poner a punto los equipos de A.F, en especial los receptores de radio, puesto que las señales que producen tienen las mismas características que las señales que emiten las estaciones radiodifusoras.

Se comprende que dentro de los estudios que seguimos, el concurso de un generador de este tipo sea poco menos que imprescindible.

Para que un receptor de radio funcione, no basta con saber alambrar todos sus componentes de acuerdo con un esquema. El receptor, una vez montado, requiere una serie de ajustes en diversas partes del circuito sin las cuales el receptor montado no puede funcionar. Tales ajustes son posibles gracias al generador de R.F.

Queda, pues, perfectamente justificado que, antes de la descripción del montaje de los receptores superheterodinos que estudiaremos en nuestro tratado, nos preocuparemos de algo que le será imprescindible: el generador de R.F.

Sepa que, todos los generadores que hemos citado, serán descritos y teóricamente estudiados en las lecciones dedicadas a los aparatos de laboratorio, de manera que aquí, vamos a dedicarnos exclusivamente al montaje del generador que usted necesitará para proseguir con provecho sus estudios prácticos, dejando su estudio teórico para las mencionadas lecciones.

NUESTRO GENERADOR - SUS CARACTERISTICAS

El generador cuyo montaje vamos a describir, tiene las siguientes características:

1.º Proporciona señales de A.F cuya frecuencia puede variarse a voluntad entre 300 Kc/s y 20 Mc/s, en cuatro bandas.

2.º La amplitud de las señales de A.F, puede variar a voluntad desde los cero a los cien milivoltios (de 0 a 100 mV).

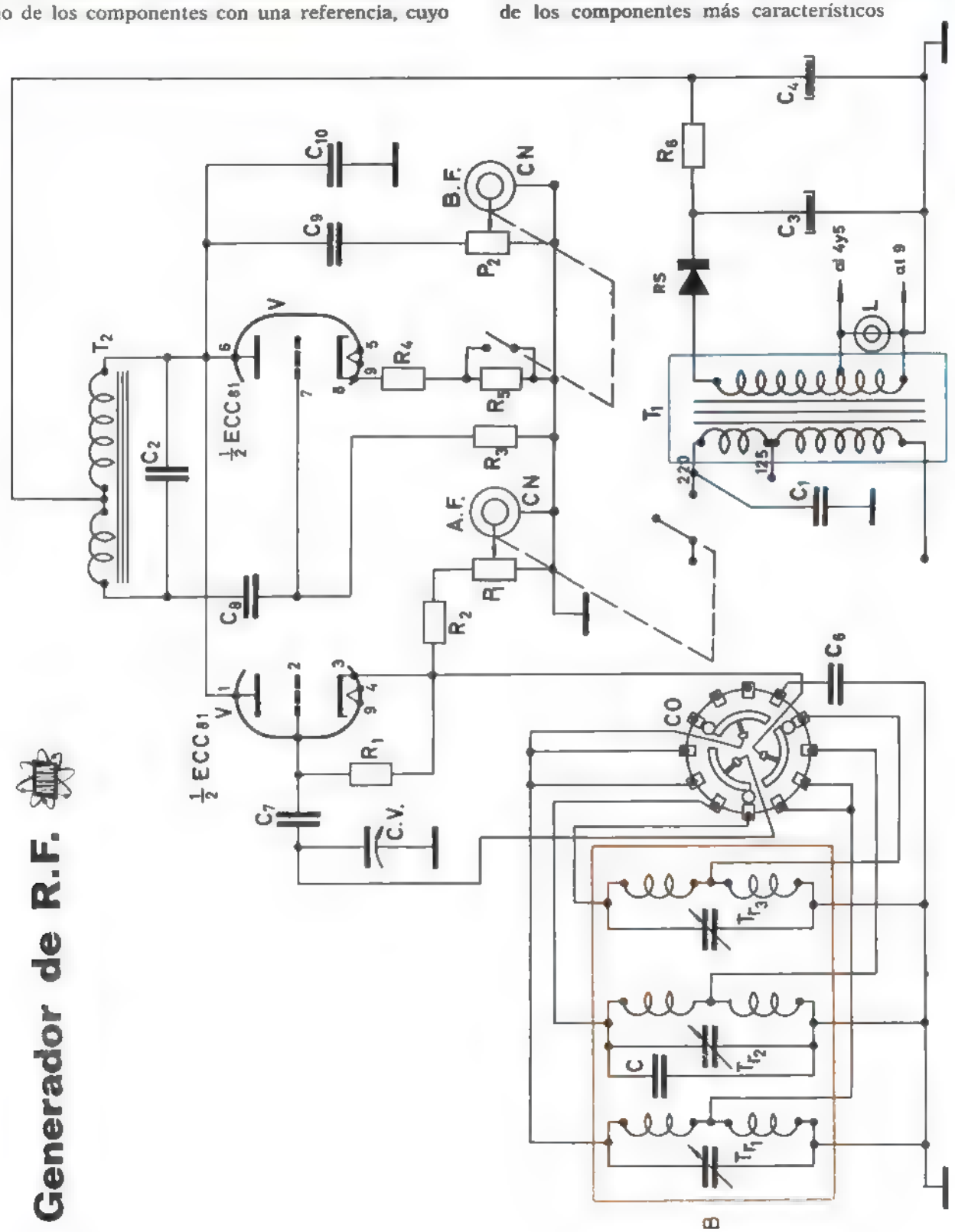
3.º Proporciona una señal de B.F de frecuencia fija igual a 400 c/s.

4.º La amplitud de la señal de B.F puede variar a voluntad entre cero y tres voltios aproximadamente.

Se trata, pues, de un instrumento que cubre las necesidades más comunes del taller del radiotécnico.

EL ESQUEMA

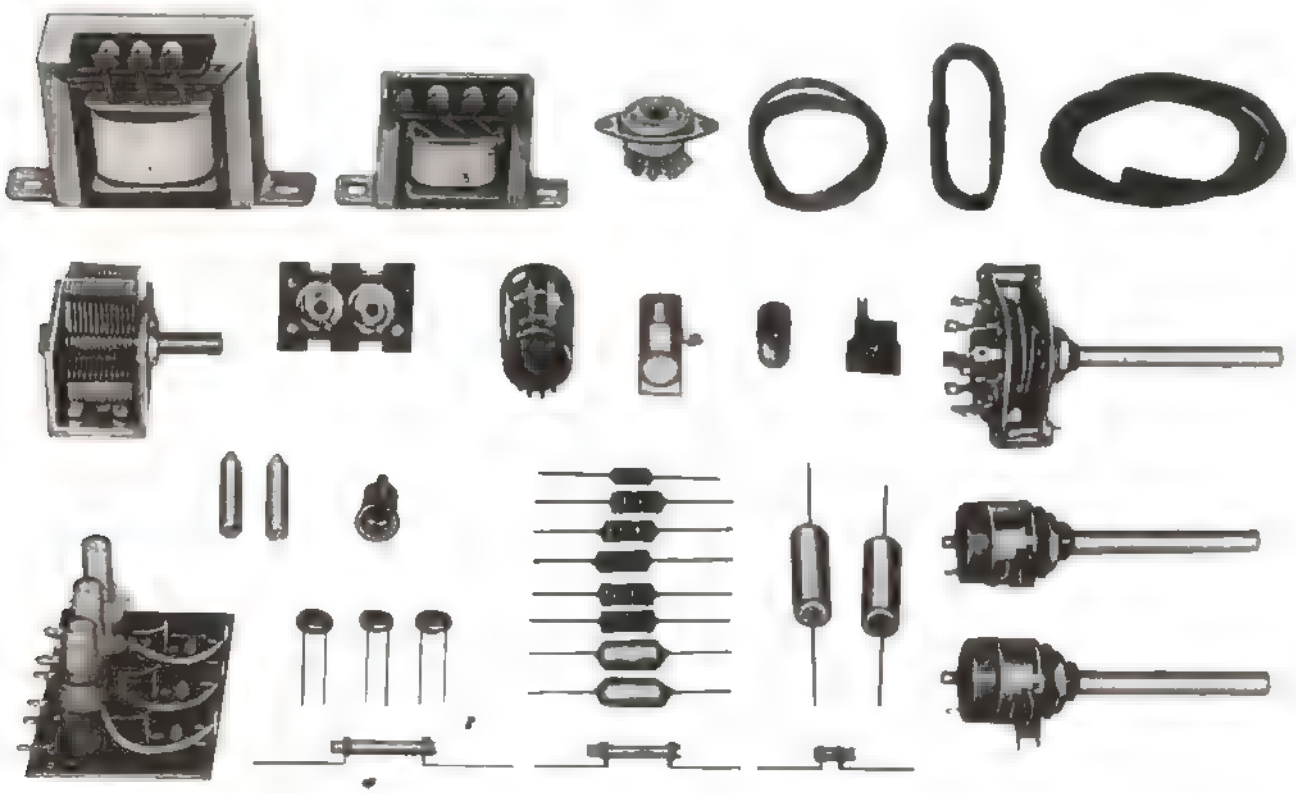
Vea el esquema del generador de señales que le propondremos montar. En él, señalamos cada uno de los componentes con una referencia, cuyo significado encontrará en la lista de materiales que adjuntamos. Verá, también, la descripción de los componentes más característicos



LISTA DE MATERIALES

T_1. Transformador de alimentación.
T_2. Autotransformador del oscilador de B.F.
B. Juego de bobinas.
P_1. Potenciómetro lineal de carbón; 1000, con interruptor.
P_1. Potenciómetro lineal de carbón; 1000 Ω con interruptor.
CO. Conmutador de cuatro posiciones y tres circuitos.
CV. Condensador variable, dieléctrico de aire. Capacidad máxima: 410 pF.
RS. Rectificador de selenio. 135 V 25 mA.
L. Lámpara piloto para 6'3 V 0'1 A con portalámparas.
V. Válvula ECC81 con su correspondiente zócalo Noval.
CN. Conector coaxial doble.
R_1. Resistencia de carbón; 47 K 1/2 W.
R_2. Resistencia de carbón; 470 1/2 W.
R_3. Resistencia de carbón; 330 K 1/2 W.
R_4. Resistencia de carbón; 680 1/2 W.
R_5. Resistencia de carbón; 1000 Ω 1/2 W.
R_6. Resistencia de carbón; 10 K 1/2 W.
C_1. Condensador de poliester; 6K8pF 400 V.
C_2. Condensador de poliester; 22KpF 400 V.
C_3. Condensador electrolítico; 8 uF 200 V.
C_4. Condensador electrolítico; 8 uF 200 V.
C_5. Condensador de mica; 250 pF.
C_6. Condensador cerámico; 390 pF.
C_7. Condensador cerámico; 47 pF.
C_8. Condensador cerámico; 1000 pF.
C_9. Condensador cerámico; 1000 pF.
C_{10}. Condensador cerámico; 1000 pF.
T_{r1}. Trimmer de 30 pF de capacidad máxima.
T_{r2}. Trimmer de 30 pF de capacidad máxima.
T_{r3}. Trimmer de 30 pF de capacidad máxima.

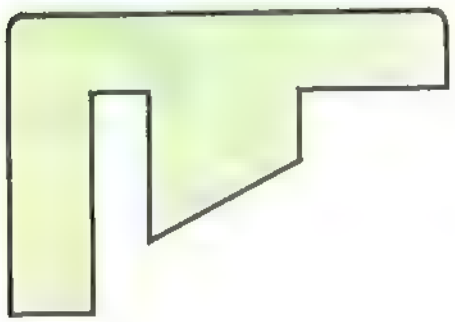
Además, chasis, tornillería, terminales, cable e hilos de conexión, cable blindado, macarrón aislante, clavija y cable de toma de corriente, etc. Todo ello, según las cantidades y características que se irán detallando durante la explicación del proceso de montaje.



EL TRANSFORMADOR DE ALIMENTACION

Se trata de un pequeño transformador con estradas a 125 y 220 V (apto, pues, para las dos tensiones) y un secundario que proporciona salidas a 6'3 V 0'4 A y 126 V 20 mA. Según estos datos, el esquema del transformador T_1, será el que dibujamos.

Esquema teórico del transformador de alimentación T_1.



Chapa en F para formar el empilado magnético del transformador T_1.

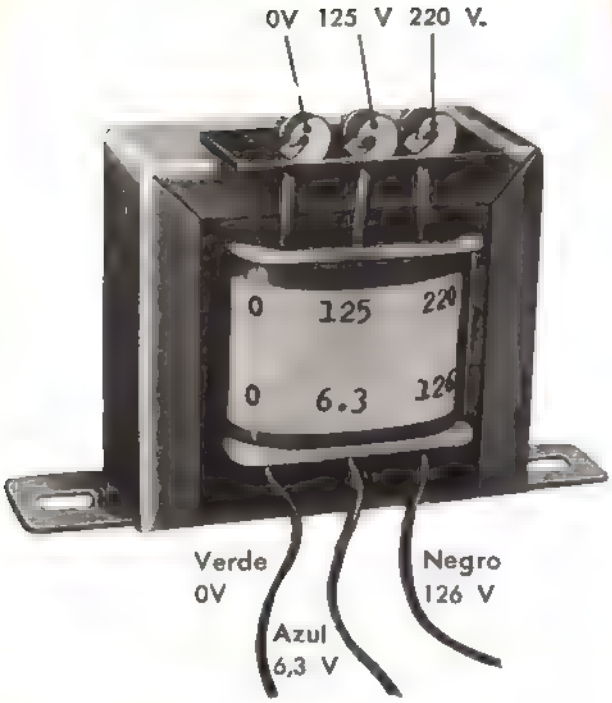
El empilado, una vez apretado tendrá una profundidad de 19 mm, conseguida con 38 chapas de 0'5 mm de grueso.

El empilado magnético está formado por chapas en F cuyas dimensiones son las mismas que puede tomar en la plantilla que dibujamos.

Observe que estas chapas de que hablamos no llevan ningún taladro. Su apriete, una vez introducidas en el carrete, se consigue por medio de una brida que contornea el circuito magnético excepto por su cara inferior. En la fotografía del transformador aparece esta brida, cuyas dos orejas inferiores, taladradas en su centro, son la base de sujeción al chasis.

En la parte superior de la brida se ha fijado una regleta con tres terminales a los que se habrán soldado los cabos de la bobina del primario. Estos terminales, pues, representan las tomas de corriente del transformador.

Sepa, por último, que las bobinas están devanadas según estas características.



Fotografía del transformador de alimentación T.

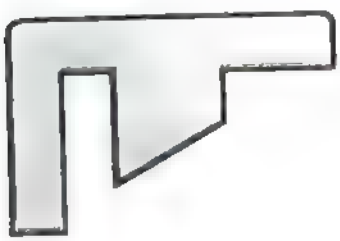
PRIMARIO

De cero a ciento veinticinco voltios: 1875 espiras de hilo esmaltado de 0'11 mm de diámetro. De 125 a 220 V: 1425 espiras también con hilo de 0'11 mm. En total deben bobinarse 3300 espiras con una toma sobre la espira número 1875.

SECUNDARIO

De cero a 6'3 V: se devanarán 135 espiras con hilo de Ø = 0'3 mm. De 6'3 a 126 V: 1965 espiras de 0'11 mm. En total, pues, bobinaremos 2000 espiras, las 135 primeras de las cuales serán de hilo de 0'3 mm, después de las cuales y previa la conexión de una toma, seguiremos la bobina con hilo de 0'11 mm hasta completar las 2000 espiras.

Es un pequeño autotransformador de cuyas medidas da idea la chapa que dibujamos a tamaño natural.

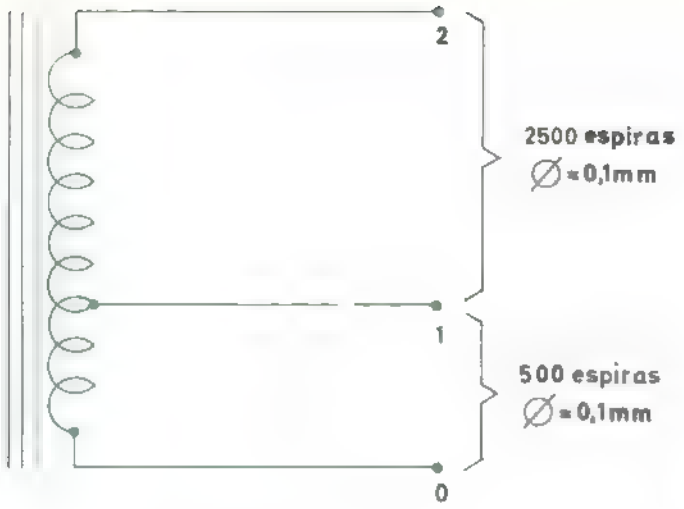


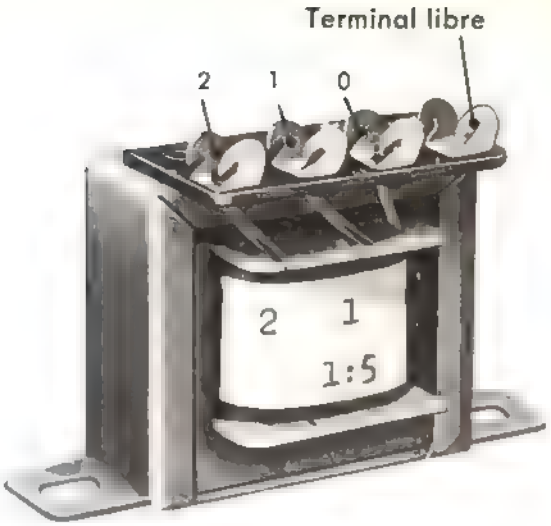
Chapa en F para el autotransformador T, del oscilador de B.F.

0'5 mm apretadas por una brida. El empilado está formado por 26 chapas de

Este autotransformador debe dar una relación de transformación R = 1:5 con una potencia de 2 W. Para conseguirlo, deberemos confeccionar el carrete de acuerdo con estos datos:

Las primeras 500 espiras (terminales 0 a 1) serán de hilo de 0'1 mm de diámetro. Sobre la espira número 500 soldaremos una toma. Seguiremos bobinando, pero con hilo de 0'1 mm, hasta completar 2500 espiras. En definitiva, construiremos el autotransformador del esquema.





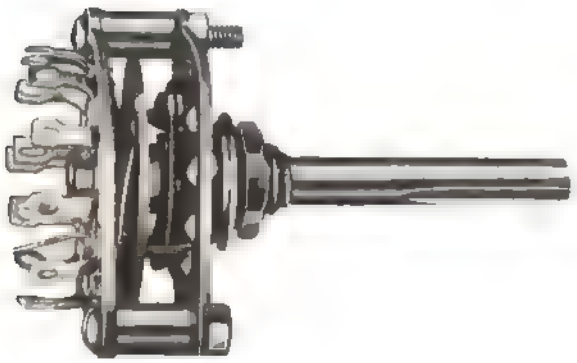
Esquema y fotografía del autotransformador T, que necesitamos para nuestro generador de R.F. Advierta que en la regleta de la parte superior hay un terminal más de los necesarios; esta destinado a facilitar el alambrado del aparato.

EL CONMUTADOR

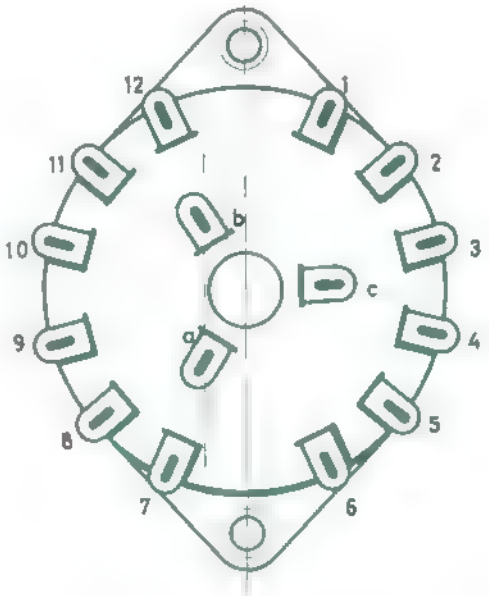
Necesitamos un conmutador corriente de tres posiciones para cuatro circuitos; un conmutador como el de la fotografía. Nada hay en él que escape de la más absoluta normalidad y si lo citamos en este apartado que le dedicamos, es únicamente por la importancia que va a tener en el montaje. Es primordial que, desde un principio nos pongamos de acuerdo sobre su posición.

Para ello, dibujamos su panel posterior, donde aparecen los contactos numerados: los tres contactos centrales a, b y c, son los que van a servirnos de referencia para no equivocar la posición del conmutador. En efecto, los contactos a y b, deben quedar sobre una vertical y a la izquierda del eje vertical que pasa por los dos tornillos.

Esta será la posición del conmutador visto por detrás y esta la numeración de los terminales de contacto. Al hacer referencia al terminal 1, por ejemplo, usted deberá identificarlo de acuerdo con la posición que hemos establecido.



Fotografía del conmutador de tres posiciones para cuatro circuitos.



Panel posterior con los contactos. Los terminales a y b deben quedar sobre una misma vertical y a la izquierda del eje de simetría que pasa por los tornillos.

EL JUEGO DE BOBINAS

Tres son las bobinas que forman lo que, en términos generales denominaremos *juego de bobinas.*

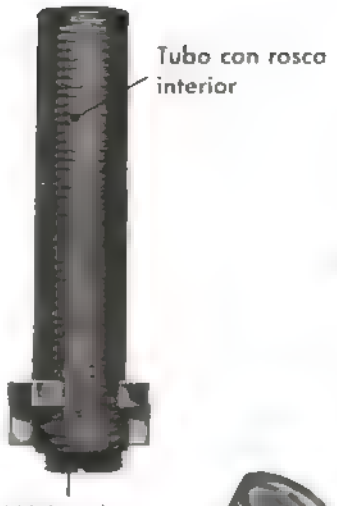
Cada bobina tiene sus cabos conectados a los terminales de un trimmer. Además, *todas las bobinas tienen una toma media.*

Es decir: cada una de las tres bobinas empieza y finaliza en los contactos de un trimmer, por lo cual resulta muy práctico disponer el juego de bobinas con sus trimmers sobre una base de baquelita troquelada convenientemente.

En el mercado se encuentran formitas de plástico que en realidad no son otra cosa que tubos con una rosca interior por la que pueda deslizarse un núcleo de ferrita.

Estos tubos tienen un diámetro interior standart (unos 6'5 mm aproximadamente) que ajusta con la rosca del núcleo. Cuando la bobina debe tener un diámetro de espira superior al diámetro de tubo que guía el núcleo, se coloca concéntricamente a él otro tubo de mayor diámetro.

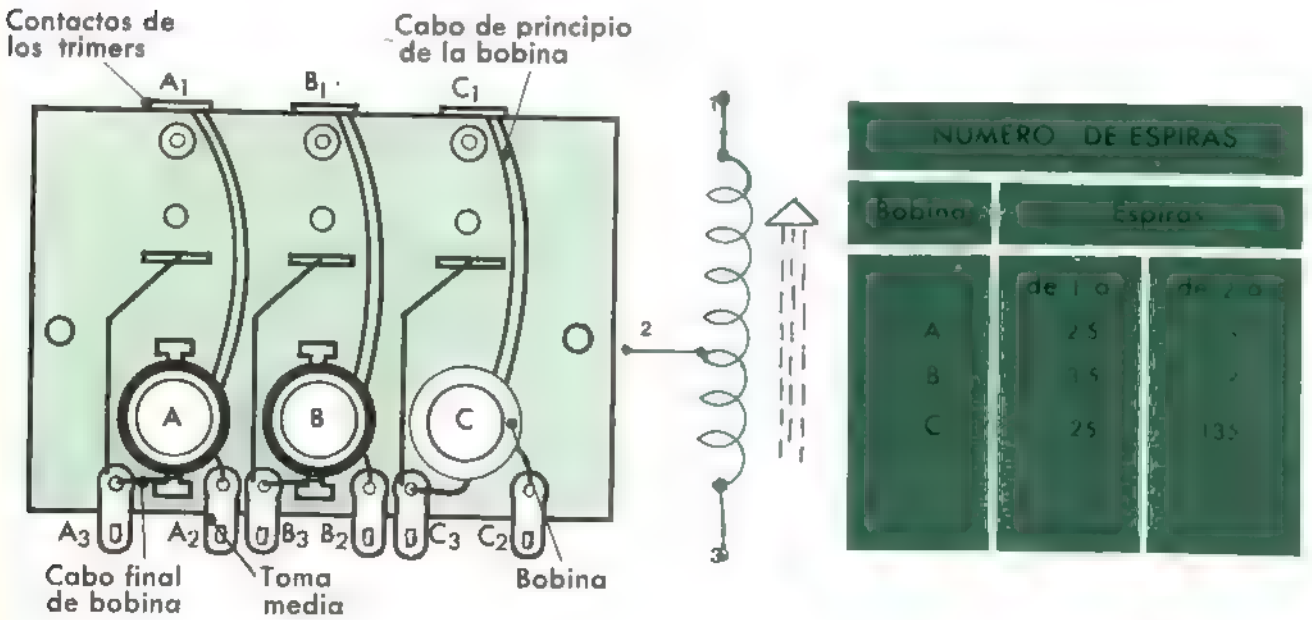
Tales tubos, expresamente diseñados para facilitar el devanado de una bobina, están roscados exteriormente con el fin de que el hilo encuentre un camino helicoidal en forma de hendidura, que constituya una guía segura de toda la longitud del conductor.

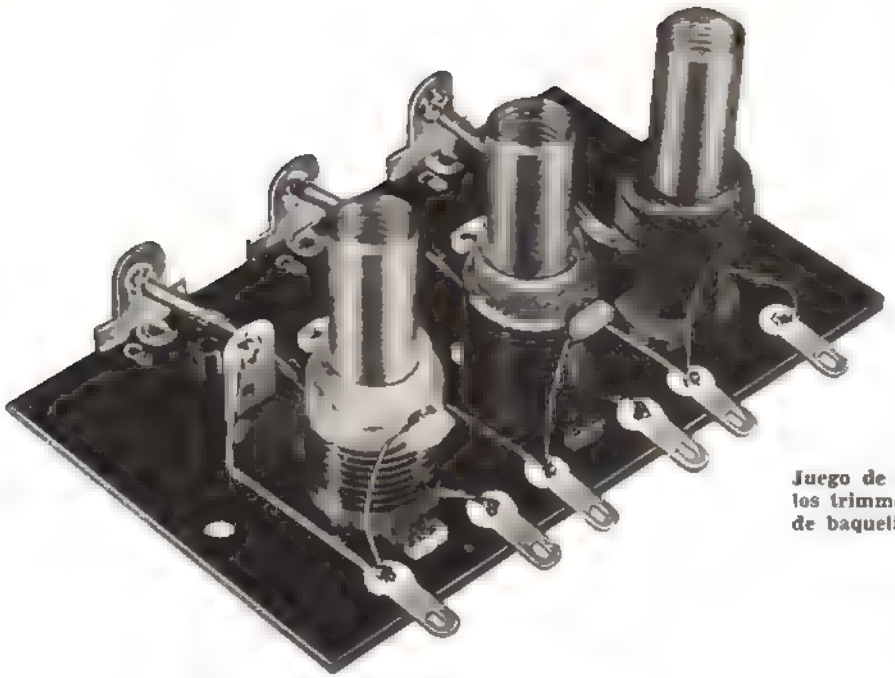


Tubo para bobina.

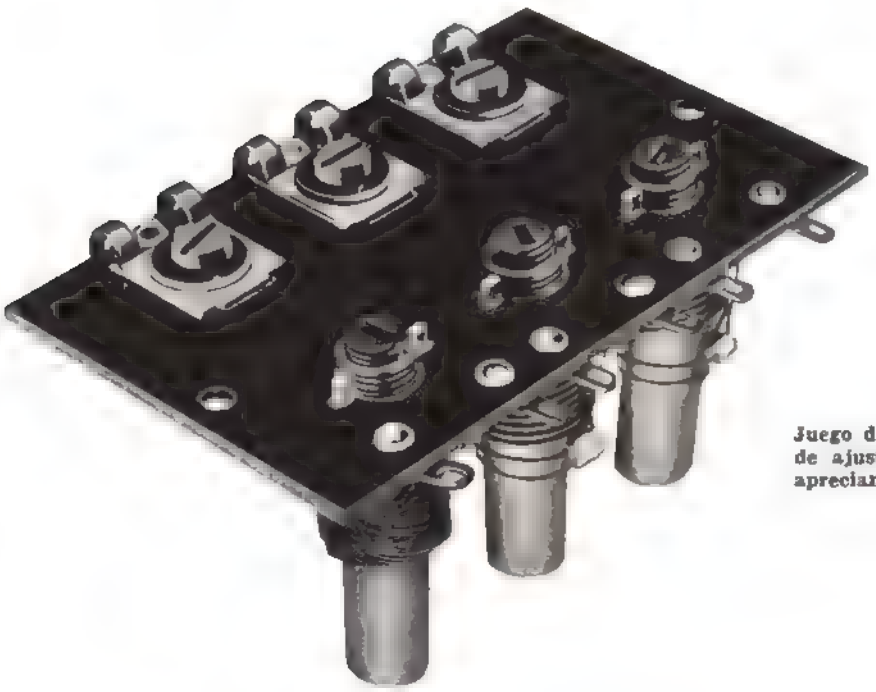
mm.

Tubo concéntrico a la guía del núcleo para poder obtener bobinas con mayor diámetro.





Juego de bobinas; cara anterior. Las bobinas y los trimmers están montados sobre una plancha de baquelita.

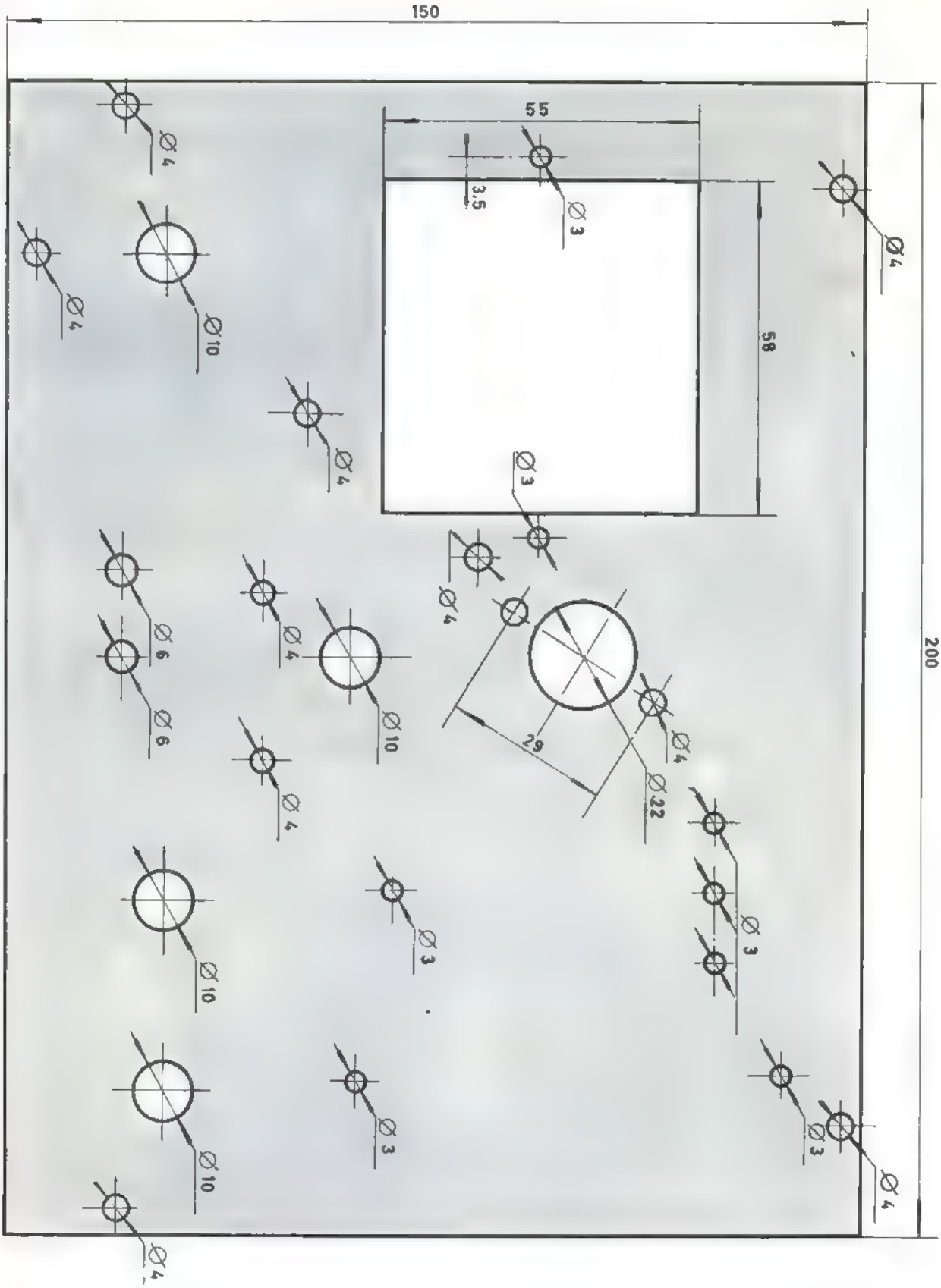


Juego de bobinas; cara posterior con el tornillo de ajuste de los trimmers y desde el cual se aprecian los núcleos de ferrita de las bobinas.

Se trata de un chasis tan sencillo, que más bien deberíamos llamarlo panel de sujeción o algo parecido, puesto que de ello se trata: una simple plancha de hierro en la que deben practicarse los oportunos taladros para dar paso a la tornillería, a los ejes de los potenciómetros, válvula y conexiones que deben atravesarla.

Sin embargo, llamaremos chasis a este panel, dado que cumple con la misión propio de los elementos de este nombre: servir de soporte a los componentes que forman el circuito.

Le proporcionamos, a tamaño natural, la plantilla del chasis; estará cortado de una plancha de hierro galvanizado de 1 mm de grueso.



Esta es la plantilla a tamaño natural, del chasis del generador de R.F.

Lección práctica 27

Montaje de un generador de R. F. - Primera parte del montaje

CONSIDERACIONES SOBRE EL CHASIS

Después de haber destinado el anterior capítulo de PRÁCTICAS a la descripción general del generador de señales que nos ocupa, ha llegado el momento de ponernos en acción para empezar este montaje, al que, por su interés práctico, debe considerar como uno de los más importantes de cuantos han aparecido y aparecerán en lo que va y resta de nuestro Tratado.

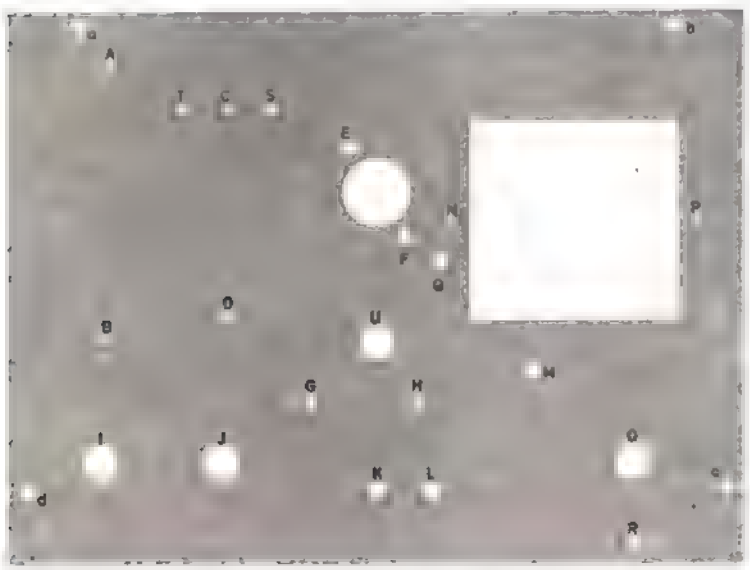
Todo montaje necesita de un sostén, de un chasis donde sujetar los componentes que luego se relacionan eléctricamente por el alambrado.

En esta ocasión el chasis no puede ser más sencillo: es una plancha plana de hierro de 1 mm de grueso con una serie de taladros (uno de ellos rectangular) de diámetros y dimensiones bien determinadas.

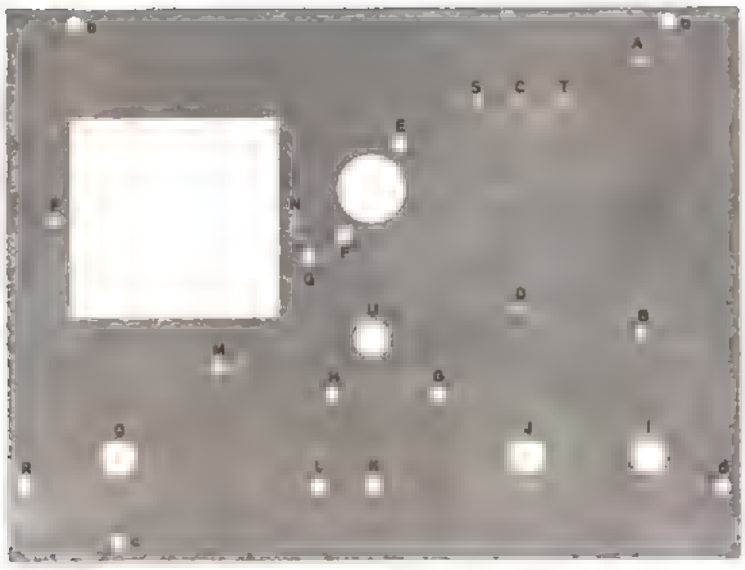
Para facilitar la comprensión del montaje diremos que este chasis tiene una cara anterior y una cara posterior. La cara anterior es la que, una vez encerrado el montaje en la caja que va a cubrirlo, queda dando frente a la parte frontal del instrumento. La cara posterior da frente al plano posterior de la caja.

Usted, por el momento, debe distinguir ambas caras por la posición relativa de los taladros, según se miren por la cara posterior o por la anterior.

Vea ahora la plancha, que por sus funciones llamaremos *chasis*, vista por la cara posterior primero y por la anterior después. Observará que cada uno de los taladros está designado por una letra. Así, durante esta etapa del montaje, nos referiremos al agujero A, agujero B, C, D, etc., cuando hablemos del componente que debe introducirse en él. De esta forma, comparando con los gráficos, identificará con facilidad el taladro en que debe fijar la atención cuando haya de efectuar alguna operación para este montaje.



Chasis. Cara posterior. Distíngala porque el taladro rectangular queda situado en la parte superior derecha.



Chasis. Cara posterior. Ahora el taladro rectangular queda situado en la parte superior izquierda.

COLOCACION DE LOS COMPONENTES DE SUJECION MECANICA

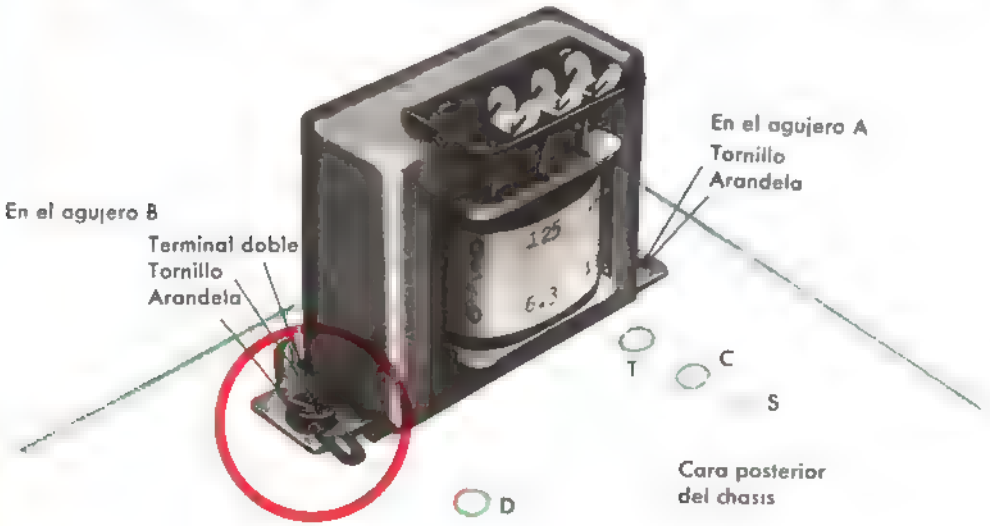
En esta etapa, como hacemos siempre, describiremos la manera como deben situarse los elementos del circuito que se unen directamente al chasis. En este montaje tiene mucha importancia que tales componentes se fijen al chasis cumpliendo con todos los pormenores que nos proponemos detallar en las explicaciones pertinentes que siguen.

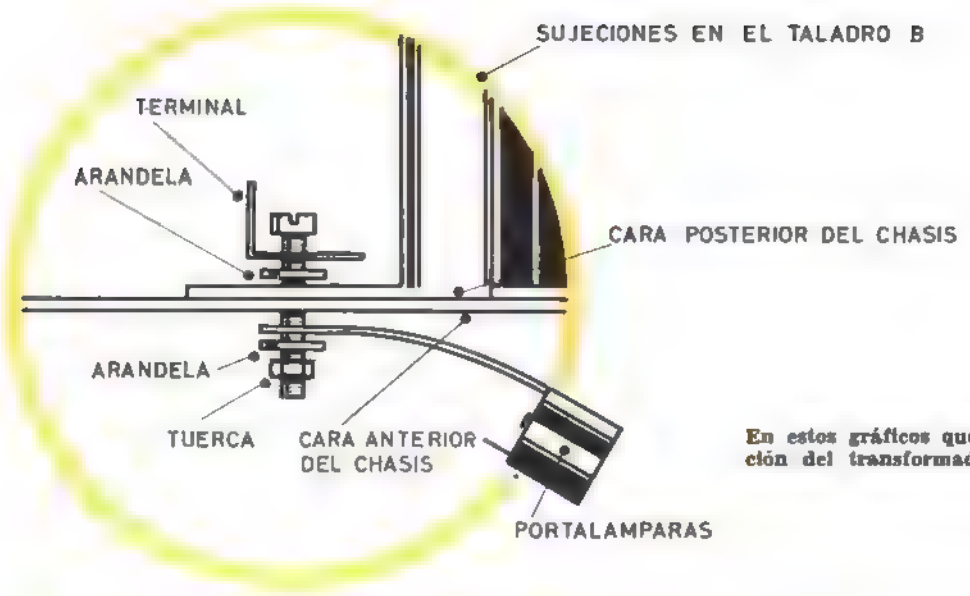
1.º COLOCACION DEL TRANSFORMADOR

El transformador de alimentación debe colocarse por la cara posterior del chasis, uniéndolo con tornillos y tuercas que atraviesan los taladros A y B. La cabeza de los tornillos queda situada del mismo lado que el transformador; es decir, en la cara posterior del chasis.

Entre la cabeza del tornillo y la escuadra del transformador deberá colocar una arandela.

El tornillo correspondiente al taladro B debe sujetar un terminal doble con los brazos en ángulo de 180°. Este terminal se coloca entre la cabeza del tornillo y la arandela. Entre la tuerca y la cara anterior del chasis fijaremos el portalámparas para la luz piloto.



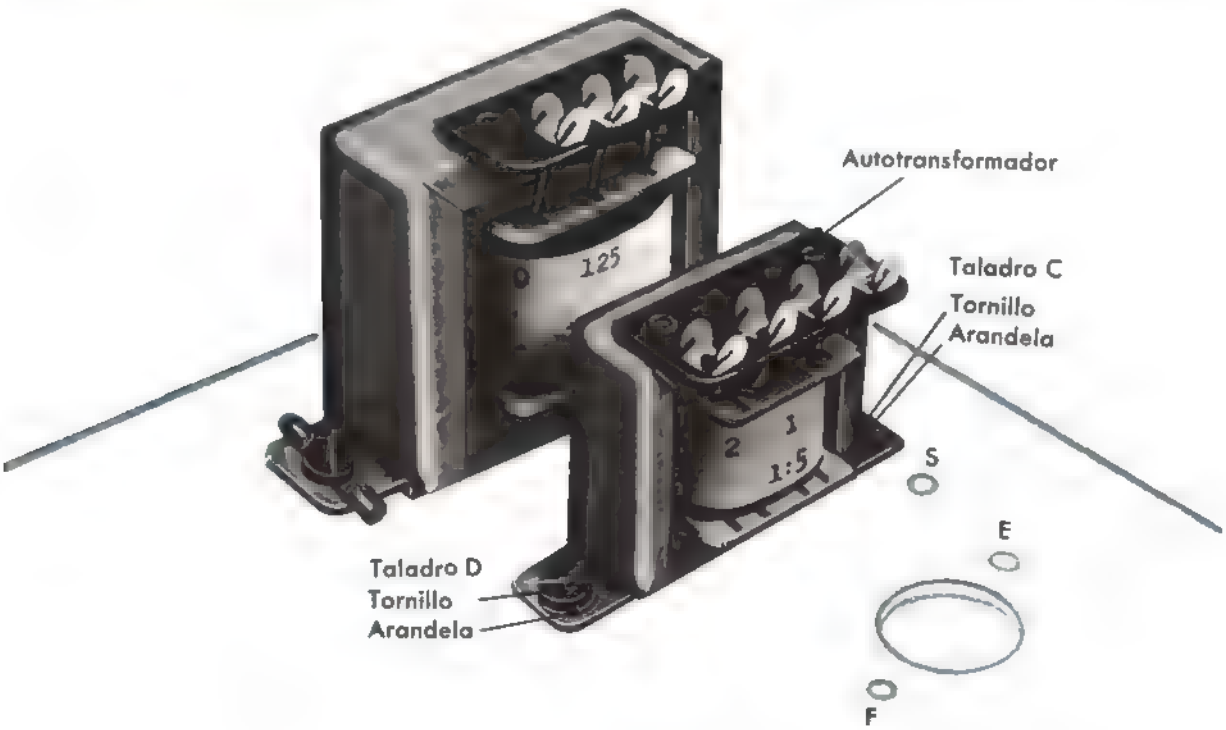


En estos gráficos queda explicada la colocación del transformador de alimentación.

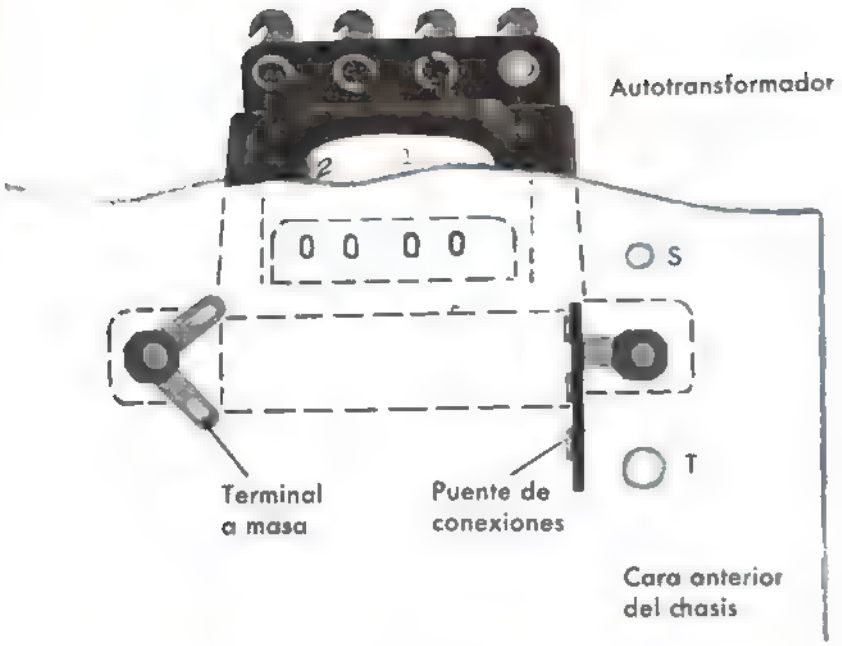
El autotransformador se coloca también por la cara posterior del chasis, sujeto con tornillos que pasan por los taladros C y D. Cada tornillo debe llevar la oportuna arandela. Veamos, además del autotransformalor, qué deben sujetar los tornillos correspondientes a los taladros C y D:

En C, y por la cara anterior del chasis, debe fijarse un puente de conexiones (regleta de tres terminales).

En D, y también por la cara anterior, colocaremos un terminal doble con sus contactos en ángulo recto.



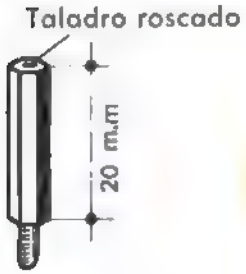
Colocación del autotransformador, visto por la cara posterior del chasis.



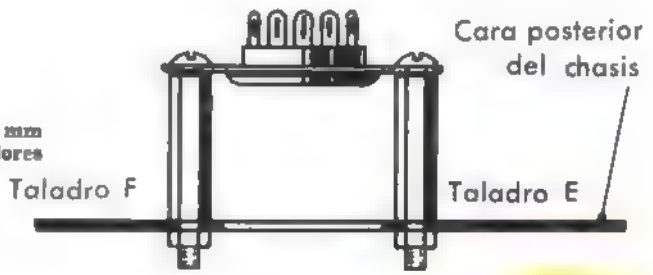
Elementos colocados en la cara anterior del chasis, sujetos por los mismos tornillos que fijan el autotransformador.

Por la cara posterior del chasis, y sobre los agujeros E y F, colocaremos sendos separadores metálicos atornillados por la cara anterior. En el extremo libre de estos separadores atornillaremos el portalámparas.

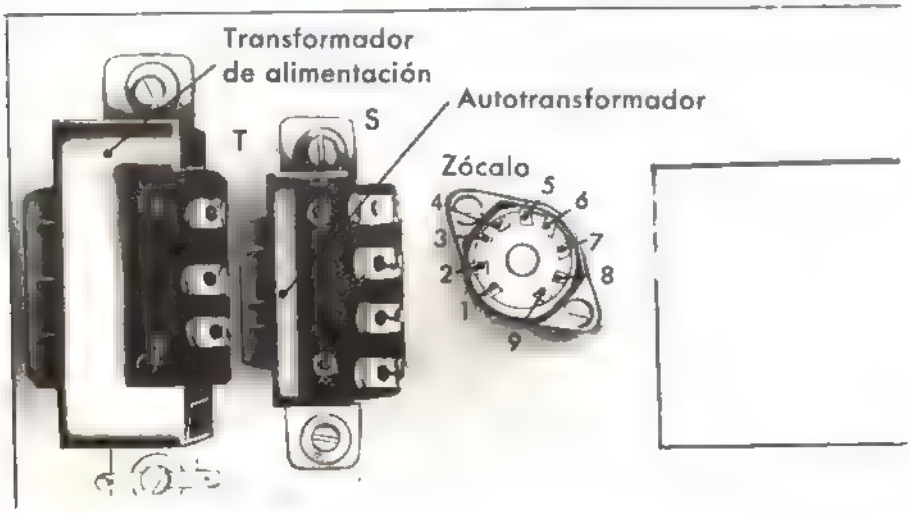
Los gráficos que siguen son explícitos.



El zócalo queda separado 25 mm del chasis por dos separadores de este tipo.



Vista en alzado de la colocación del portalámparas.

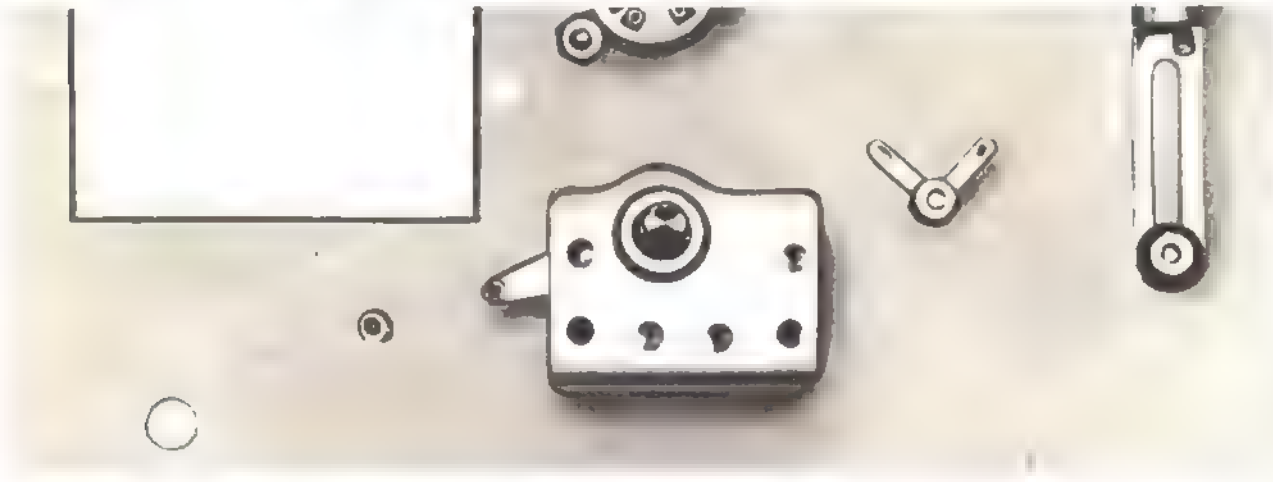


Posición relativa de los tres elementos que llevamos colocados. Vista por la cara posterior del chasis. Observe que la patilla 9 del zócalo debe quedar situada lo más cerca posible del gráfico.

4.º COLOCACION DEL CONDENSADOR VARIABLE

Quedará situado en la cara anterior del chasis, sobre la que se fija por medio de dos tornillos introducidos, por la cara posterior, en los taladros G y H. Observe que el taladro V es sólo una ventana para dar paso a la fijación posterior del eje del condensador.

Una vez fijo el condensador, se variará la posión de su terminal a masa.

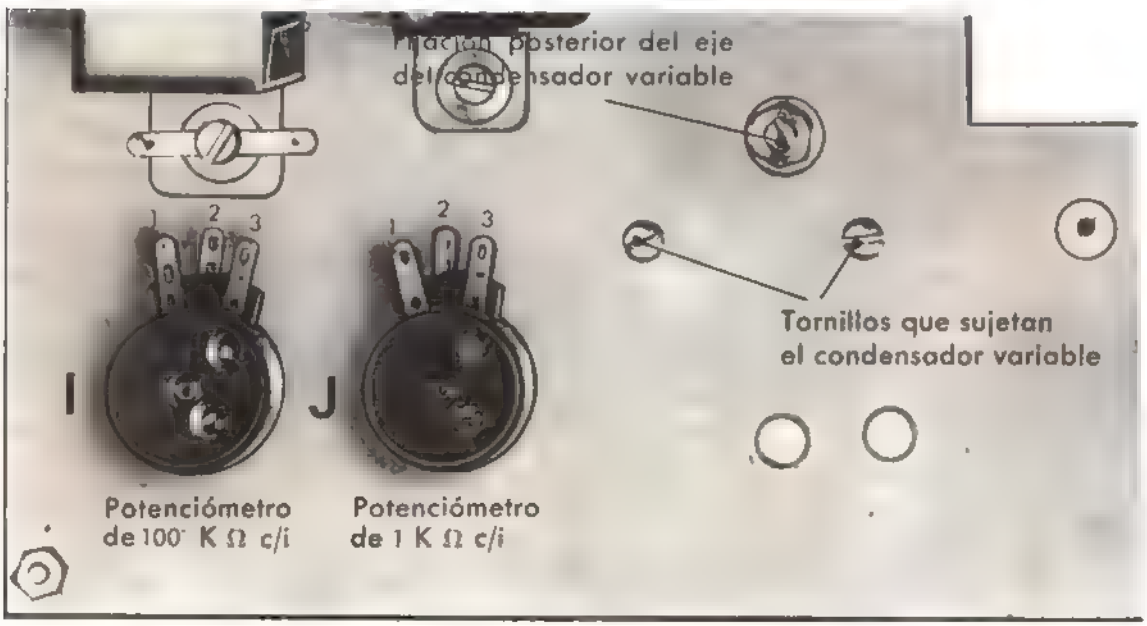


Fragmento de la cara anterior del chasis con el condensador variable situado.

5.º COLOCACION DE LOS POTENCIOMETROS

Los potenciómetros se colocan normalmente, entrándolos por la cara posterior. Es decir: el cuerpo de los potenciómetros es visible por dicha cara posterior; los ejes salen por la anterior.

El potenciómetro de 100 KΩ con interruptor se colocará en el taladro I. En el taladro J situaremos el potenciómetro de 1 KΩ, también con interruptor.

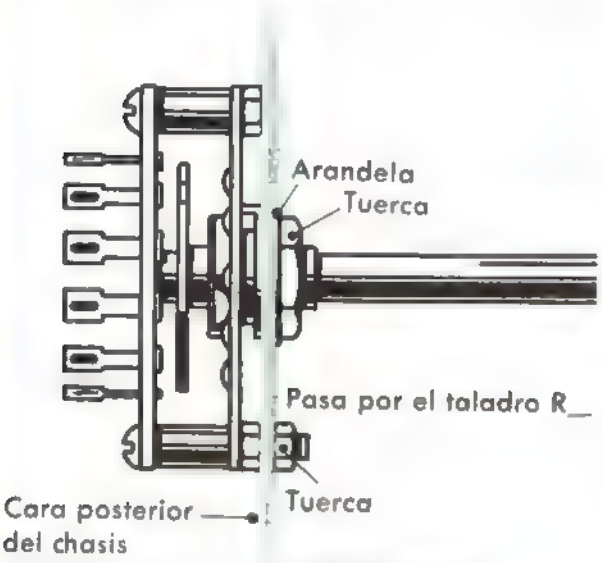


Vea la situación de los potenciómetros. Los llamaremos I y J. Advierta que hemos numerado sus terminales de izquierda a derecha.

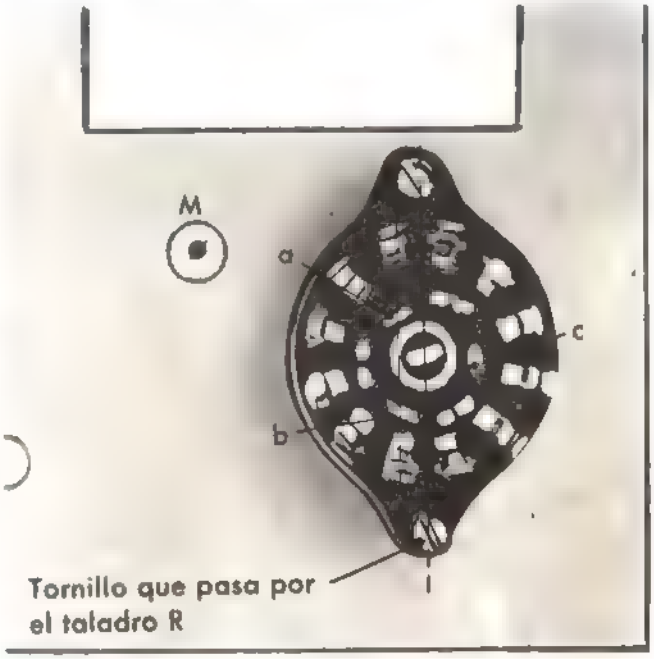
6.º COLOCACION DEL CONMUTADOR

Tiene mucha importancia que el conmutador quede situado exactamente igual que como aparece en nuestros gráficos. Para conseguirlo, advierta la posición de los tres terminales interiores que señalamos con las letras *a*, *b* y *c*. Observe que *a* y *b* quedan a la izquierda de la perpendicular que pasa por los tornillos del conmutador.

En definitiva: el eje del conmutador atraviesa el chasis desde la cara posterior por el taladro O. El tornillo inferior penetra en el taladro R y se aprieta con una tuerca desde la cara anterior del chasis. Vea las ilustraciones.



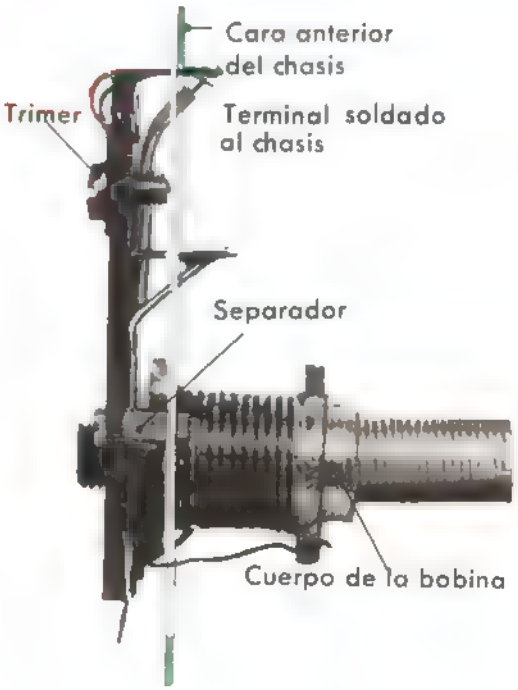
Así debe colocarse el conmutador. Advierta la posición de los terminales a, b y c.



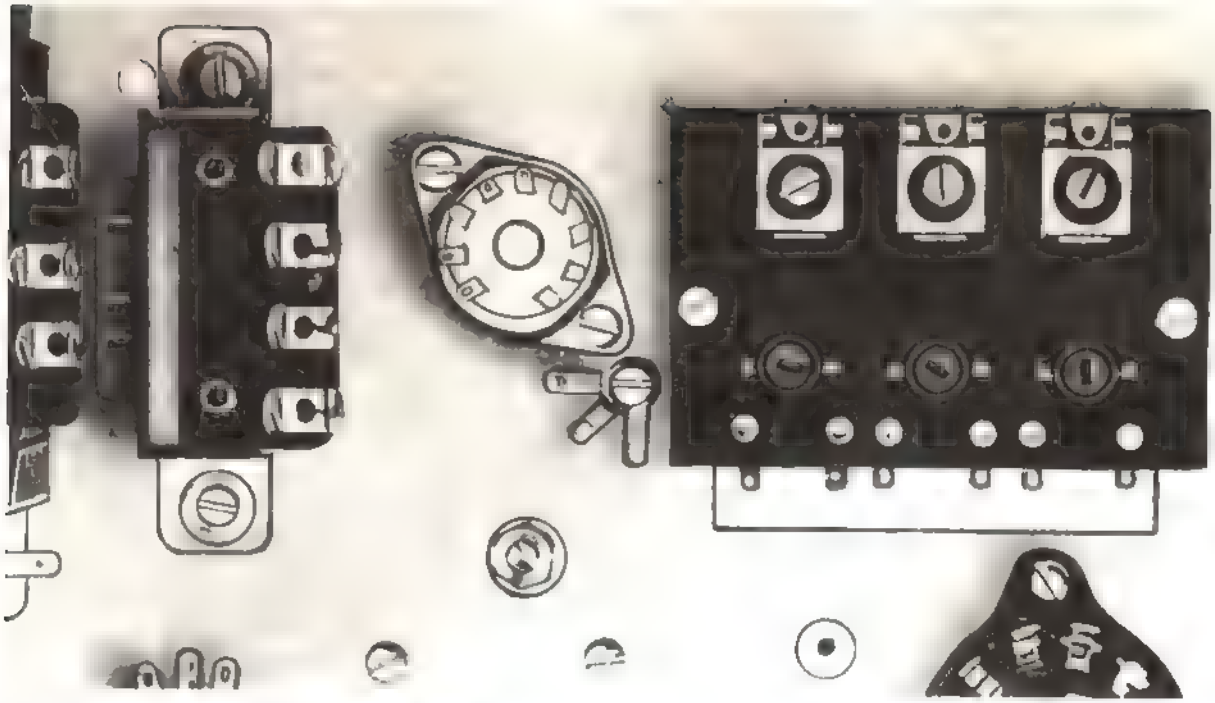
7.º COLOCACION DEL JUEGO DE BOBINAS

Por la cara II, y sobre los agujeros P y N, colocaremos separadores de 5 mm, atornillándolos con una tuerca por la cara del chasis. Sobre estos separadores, y con el mismo tornillo que los atraviesa, fijaremos la pletina que soporta el juego de bobinas y sus correspondientes *trimmers*.

Las bobinas deben ser visibles desde la cara anterior del chasis. En cambio, los *trimmers* serán visibles desde la posterior. El terminal superior de los *trimmers* debe soldarse a masa.



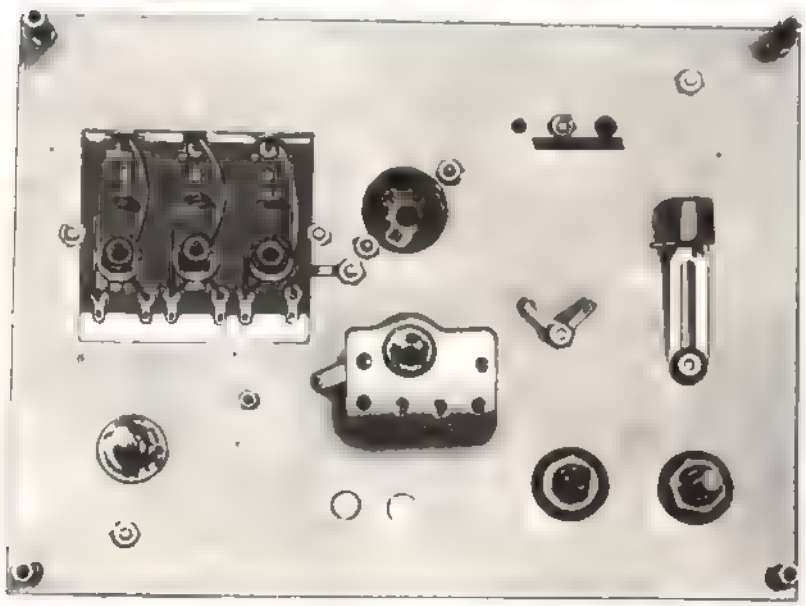
Vista lateral del juego de bobinas una vez fijado al chasis.



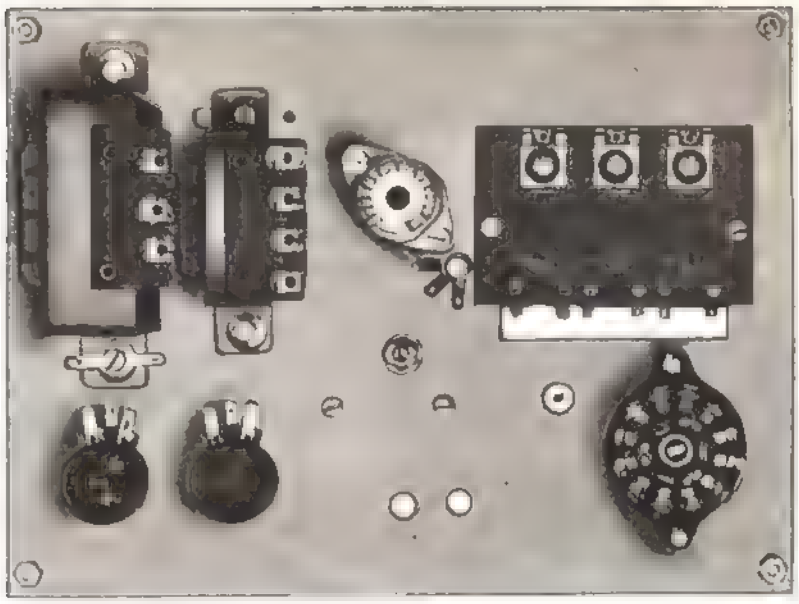
Juego de bobinas visto por la cara posterior del chasis.

He ahí dos fotografías destinadas a mostrarle el aspecto definitivo de las caras del chasis con los componentes de sujeción mecánica. Observará que en el taladro M se ha colocado un pasamuros con su correspondiente terminal, entrado por la cara posterior, y que en el taladro Q se ha atornillado un terminal a masa de tres contactos.

En definitiva, después de esta etapa, nuestro montaje ofrecerá el aspecto que puede verse en las dos fotografías que cierran este paso que hemos titulado *Colocación de los elementos de sujeción mecánica.*



Fotografía por la cara posterior del chasis.



Fotografía por la cara anterior del chasis.

Lección práctica 28

Montaje de un generador de R.F. (segunda etapa). Verificación del material. Primeras operaciones del alambrado.

Una vez todo el material en nuestro poder, resulta prudente, en un montaje no experimental sino de carácter definitivo, proceder a una rápida verificación de todos los componentes para cerciorarnos de que están en perfecto estado. Siempre es mucho más sencillo *detectar* el defecto cuando cada componente puede manejarse libremente, que hacerlo después, cuando es preciso manipular dentro de la complejidad del circuito.

Cabe decir, empero, que rara vez nos llegarán en malas condiciones los elementos que en la pasada etapa dejamos colocados en el chasis. De todas formas, seremos prudentes y, antes de empezar, nos aseguraremos de que todo está en perfecto orden.

PRUEBAS DE LOS TRANSFORMADORES

Esta prueba consiste, simplemente, en comprobar la continuidad de sus devanados. Es decir: asegurarnos de que tanto los primarios como los secundarios no están cortados.

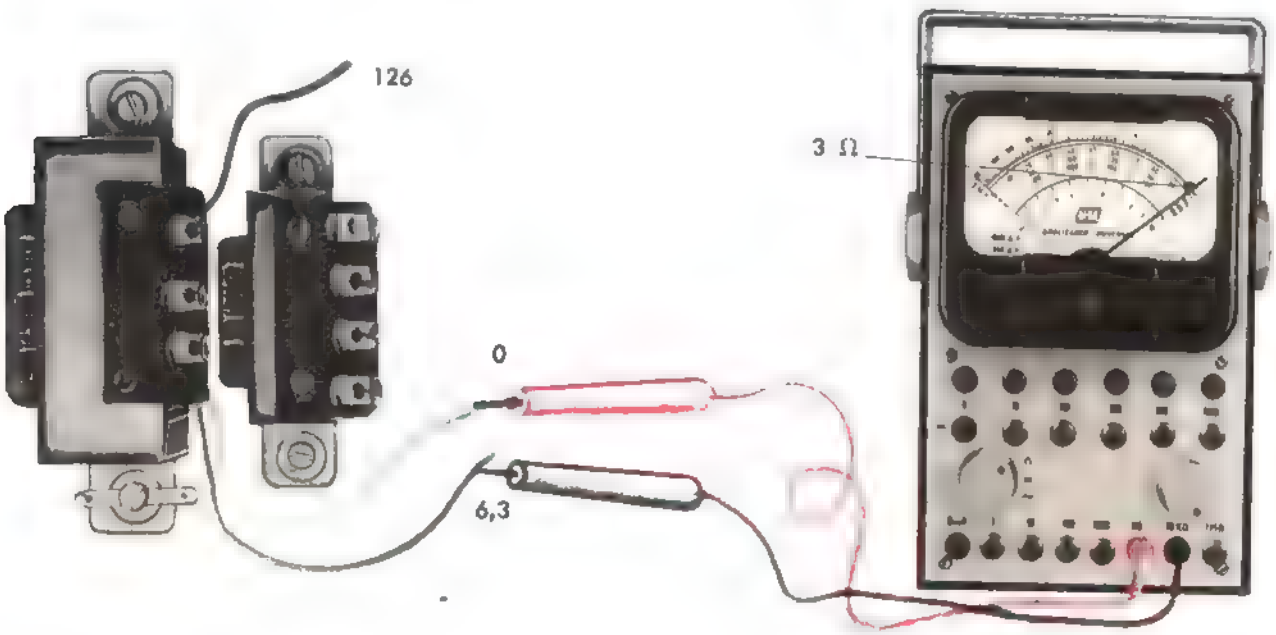
Utilizaremos el téster, en su función de óhmetro, comprobando si cada bobina ofrece una resistencia no infinita, sino de determinado valor.

TRANSFORMADOR DE ALIMENTACIÓN

Tome el téster y con el conmutador en Ω, coloque las bananas de las puntas de prueba en 0 Ω y Ω × 10.

En estas condiciones, la resistencia aproximada de los devanados será la siguiente:

Entre	0	y	125, aproximadamente	30 Ω
Entre	125	y	220, aproximadamente	250 Ω
Entre	0	y	6'3, aproximadamente	3 Ω
Entre	0	y	126, aproximadamente	400 Ω



Sin alterar las posiciones del téster, operaremos con las puntas de prueba sobre los terminales del autotransformador, observando que las lecturas resulten aproximadas a las siguientes:

Entre 0 y 1, aproximadamente 400 Ω

Entre 1 y 2, aproximadamente 80 Ω

Observe que hemos insistido en el hecho de que el valor que hemos dado para la resistencia de los distintos devanados es *aproximado*. Ohmio, más, ohmio menos, carece de importancia.

Comprobando el devanado 0-1 del autotransformador.

COMPROBANDO RESISTENCIAS

Deberá comprobar que todas las resistencias tienen realmente el valor nominal en ellas indicado, dentro de la tolerancia bajo las que han sido construidas. Usted sabe perfectamente cómo debe proceder, por lo que huelgan del todo las explicaciones.

COMPROBACION DE LOS CONDENSADORES NO ELECTROLITICOS

La verificación se limitará a comprobar con el óhmetro que su resistencia es infinita. Es decir: la aguja del téster permanecerá quieta; en caso de moverse, el condensador estará cruzado y sería inservible porque no cumpliría su misión específica.

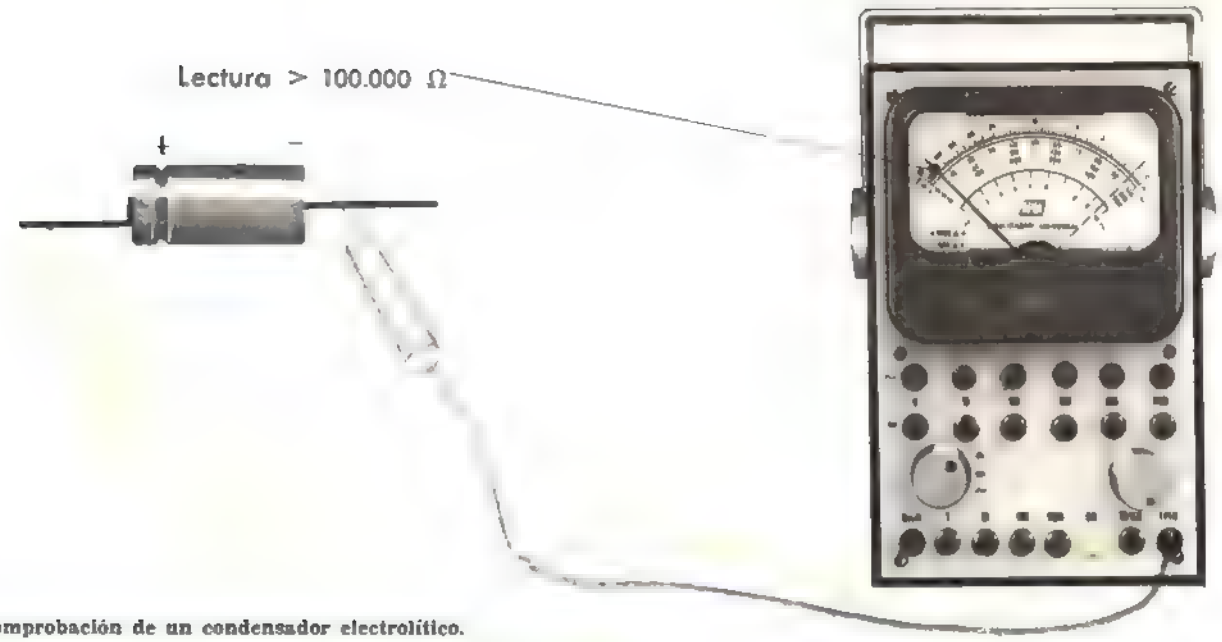
COMPROBACION DE CONDENSADORES ELECTROLITICOS

Se comprobarán también con el óhmetro, pero asegurándose de que las pilas de éste aplican al condensador la polaridad adecuada.

Para ello situaremos las bananas de las puntas de prueba en las hembrillas 0 Ω y Ω × 1000 del téster, aplicando LA PUNTA CONECTADA A 0 Ω AL POSITIVO DEL CONDENSADOR. La punta conectada a Ω × 1000 se aplicará al negativo. Tendremos especial cuidado en no tocar las partes metálicas con los dedos, puesto que de hacerlo se alterarían las lecturas, dado que nuestro cuerpo tiene también su propia resistencia, no muy elevada.

En estas condiciones la aguja del téster experimentará una desviación brusca para bajar luego paulatinamente (con mayor o menor rapidez) hasta estacionarse en una lectura que debe ser superior a los 100.000 Ω. En caso contrario (lectura menor que 100.000 Ω) el condensador será defectuoso.

Ponga mucho cuidado en no invertir la polaridad. Si por descuido lo hace, el condensador aparecerá como malo aunque sea bueno.



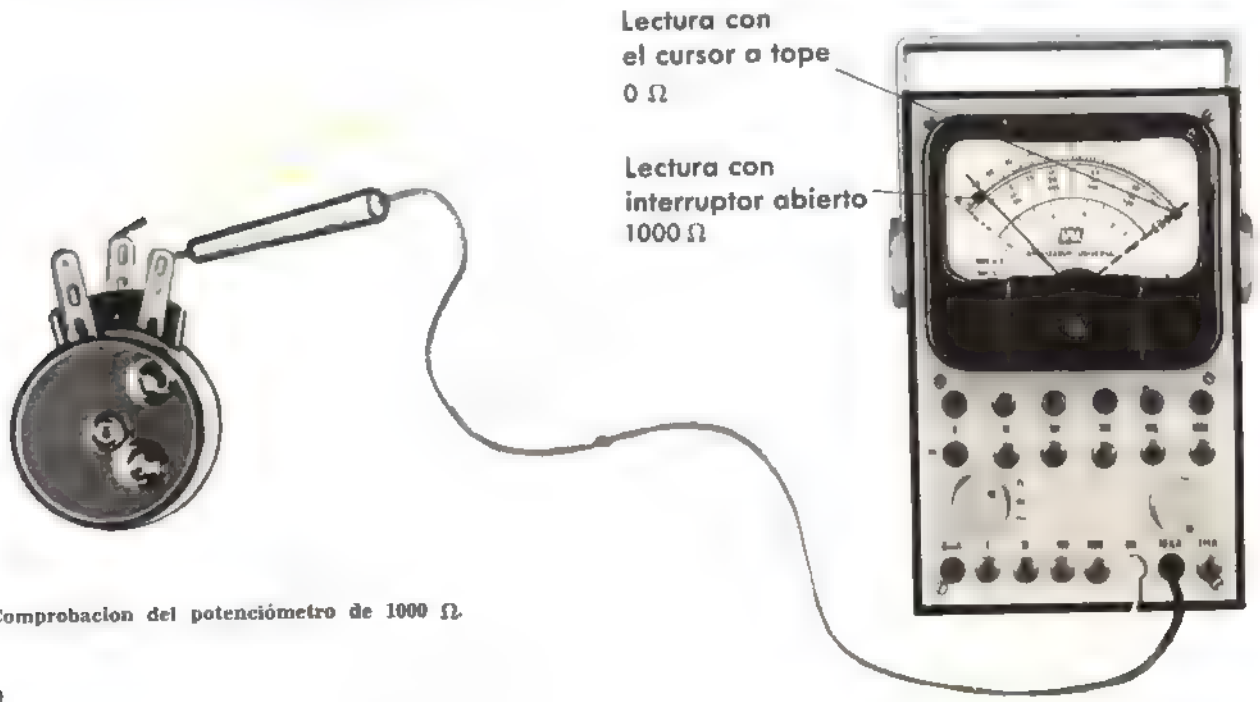
Comprobación de un condensador electrolítico.

Los potenciómetros, como resistencias variables que son, deben comprobarse en el sentido de verificar su máximo valor óhmico y la continuidad de su pista.

Si el potenciómetro de 1000 Ω, por ejemplo, está en perfectas condiciones, colocando las bananas en las hembrillas 0 Ω y Ω × 10, la aguja debe hacer lo siguiente:

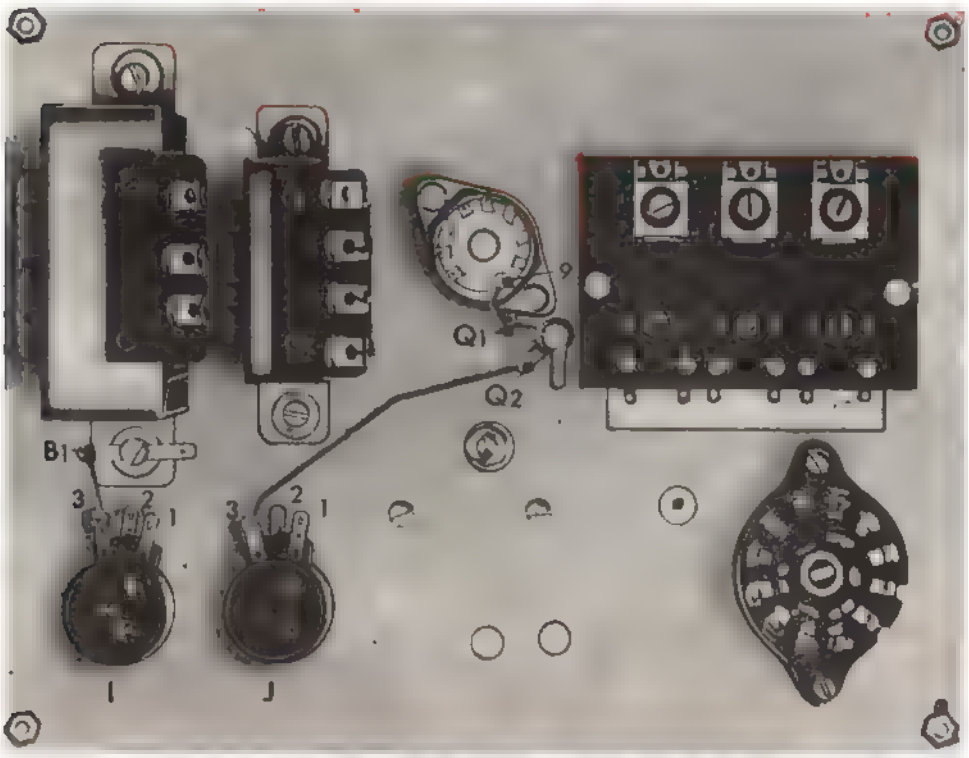
Con las puntas de prueba en contacto con el terminal 1 y el terminal medio, la aguja debe indicar una lectura de 1000 Ω (con mucha aproximación). Al cerrar el interruptor, y a medida que el cursor recorre la pista, la aguja recorre toda la escala hasta cero ohmios. En caso que interrumpiese el giro de la aguja, sería señal de que la resistencia del potenciómetro está cortada.

Se comprende que con el potenciómetro de 1000 KΩ haremos exactamente la misma prueba, pero con las bananas de las puntas de prueba en 0 Ω y Ω × 1000.



Comprobacion del potenciómetro de 1000 Ω.

PRIMERAS OPERACIONES DEL ALAMBRADO
CONEXIONES A MASA
1.º POR LA CARA POSTERIOR DEL CHASIS

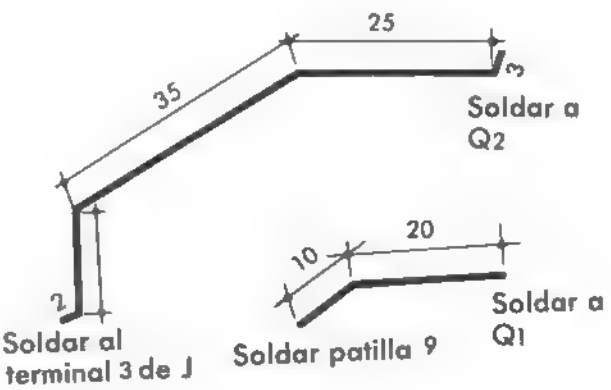


Estas son las conexiones a masa a establecer por la cara posterior del chasis. Todas ellas se han practicado con hilo de retención (desnudo) de 8/10 mm.

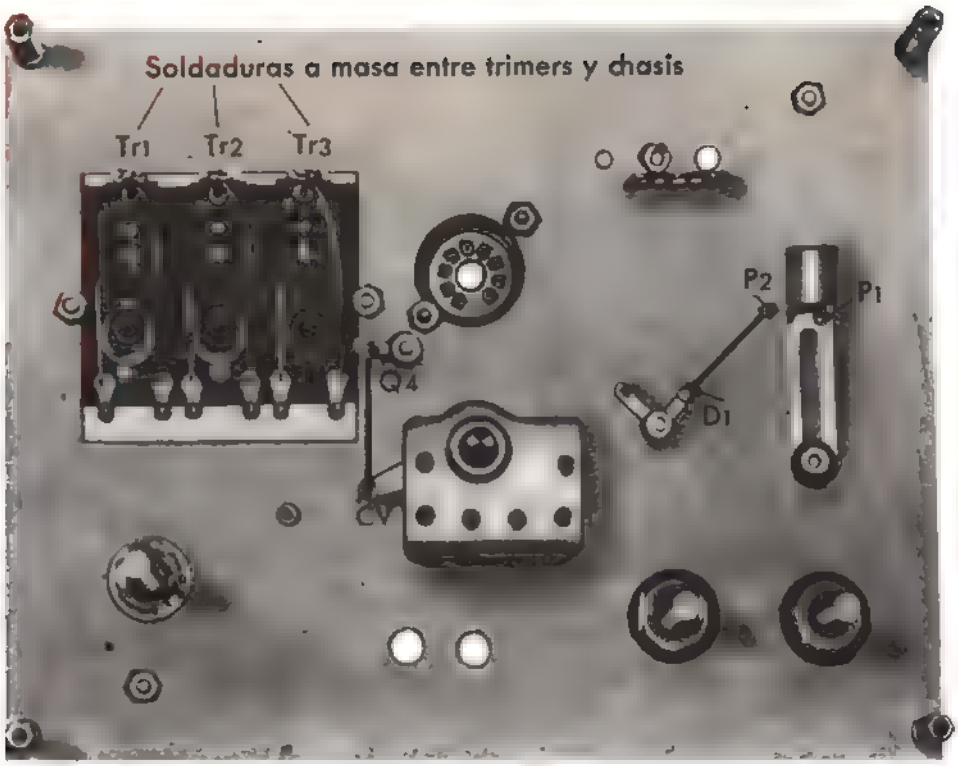
De la patilla 9 del portalámparas al contacto Q_1 del terminal triple. Son unos 30 mm de hilo que doblaremos un poco según esta plantilla:

Del terminal 3 del potenciómetro I (1000 Ω) al contacto B_1 del terminal doble. Doblaremos el contacto B_1 ligeramente hasta tenerlo a una altura igual del chasis que la que guarda el terminal 3 del potenciómetro. Entre ambos extenderemos unos 13 mm de hilo de retención.

Del terminal 3 del potenciómetro I al contacto Q_2 del terminal triple. Corte unos 75 mm de hilo de retención y dóblelos de acuerdo con esta plantilla.



2.° POR LA CARA ANTERIOR

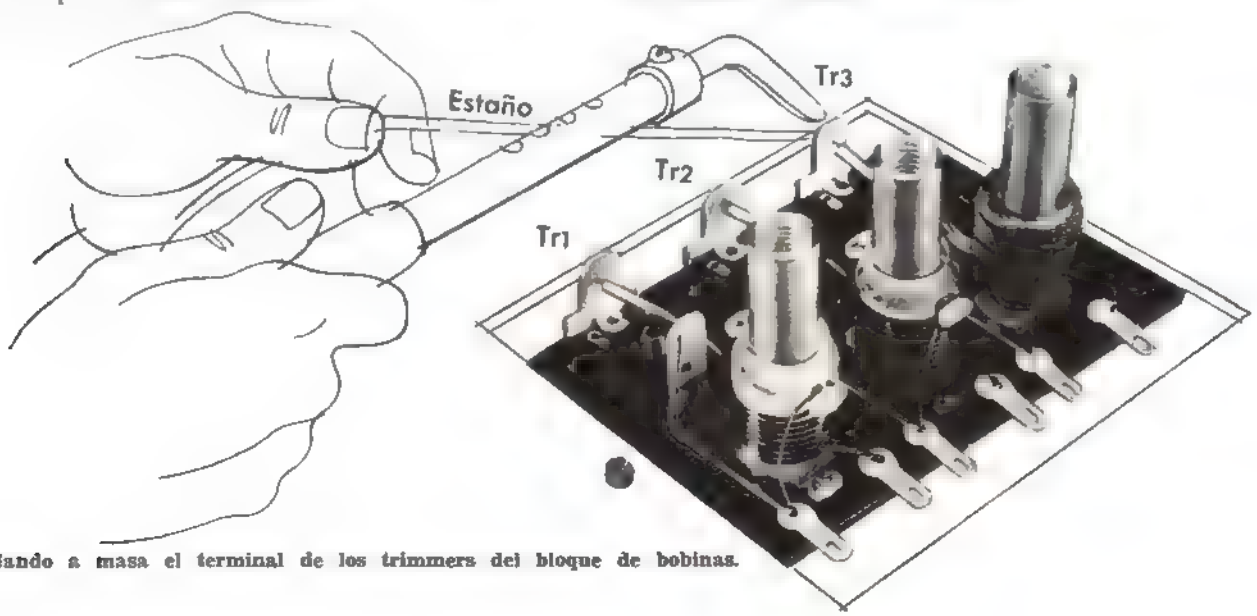


Vea las conexiones a masa practicadas en la cara anterior del chasis. Todas con hilo desnudo de 8/10 mm.

Del terminal P_2 del portalámparas piloto al contacto D_1 del terminal doble. Bastan 35 mm de hilo desnudo. Soldar únicamente el extremo P_2. El otro extremo se soldará más adelante.

Del terminal CV del condensador variable al terminal Q_4. Levante un poco el terminal Q_4 y entre él y CV, coloque 30 mm de hilo de retención soldado por sus dos extremos.

Del bloque de bobinas a masa. Los trimmers T_{r1}, T_{r2} y T_{r3} quedan o casi quedan en contacto con el chasis. Estos puntos de contacto deben convertirse en perfectas conexiones a masa. Para ello deben estañarse los tres puntos del chasis que corresponden a los lugares de contacto entre chasis y trimmers. Luego, estableceremos una buena soldadura a masa.

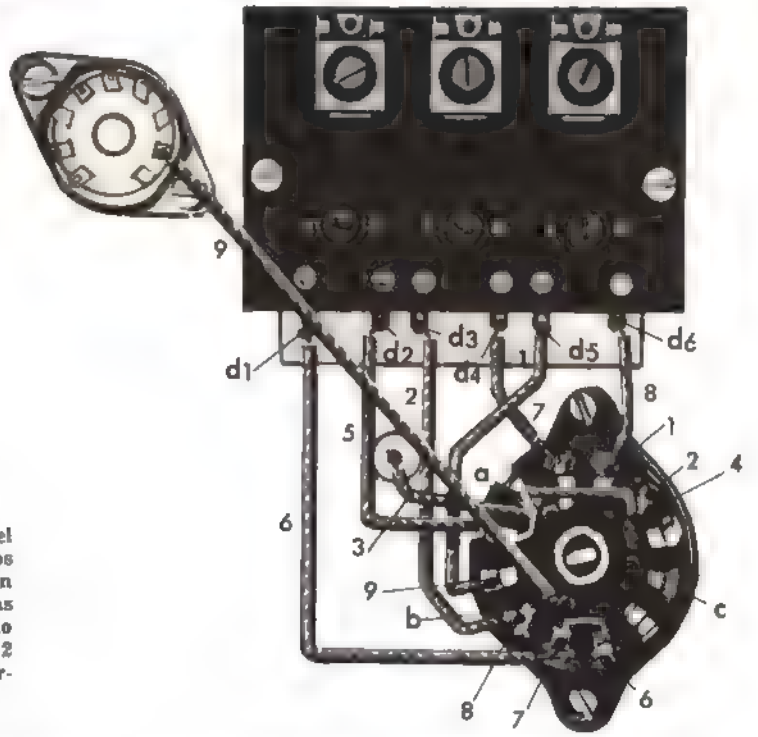


Soldando a masa el terminal de los trimmers del bloque de bobinas.

ALAMBRADO DEL CONMUTADOR

Vamos a proceder al alambrado del conmutador, relacionándolo eléctricamente con el bloque de bobinas.

Quizá sea ésta la etapa más delicada del proceso de alambrado. Conviene, pues, que ponga mucha atención en esta operación, siguiendo al pie de la letra las instrucciones que se dan en estas páginas.

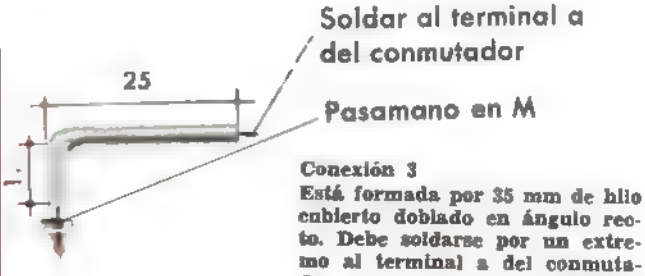


Estas son las conexiones entre el conmutador, el bloque de bobinas y el zócalo Noval. Los números colocados al lado de cada conexión indican el orden lógico a seguir para su alambrado. Observe que las conexiones 1 y 2, son las que están en un plano más bajo. La conexión 3, pasa por encima de 1 y 2 y por debajo del puente establecido entre los terminales 10 y 11 del conmutador.

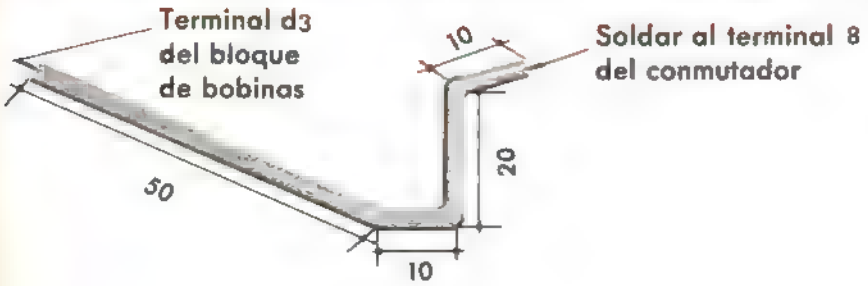
Empezaremos por establecer los puentes entre los terminales 7 y 8 y 10 y 11 del conmutador. Lo haremos con hilo desnudo. Luego, empezaremos a soldar las conexiones según el orden previsto.

Utilizaremos hilo cubierto de 8/10 mm.

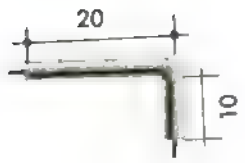
Conexión 1
Se necesitan unos 65 mm de hilo, doblado según la forma aproximada de la figura. Soldar entre d, y 9.



Conexión 3
Está formada por 35 mm de hilo cubierto doblado en ángulo recto. Debe soldarse por un extremo al terminal a del conmutador y por el otro al terminal del pasamuros del taladro M del chasis.

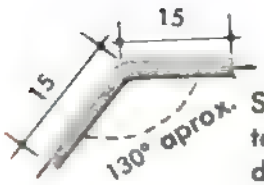


Conexión 2
Cortar unos 90 mm de hilo cubierto, dándole la forma indicada en la figura. Soldar entre d, y 8.



Terminal d1

Conexión 4
Unos 30 mm de hilo formando ángulo recto de 20 y 10 mm de lado, unirán el terminal c con el terminal 11 del conmutador.



Soldar al terminal 12 del conmutador

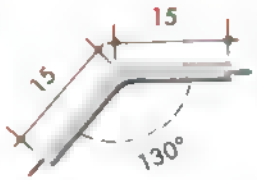
Terminal d4

Conexión 7
Une el terminal d, con el terminal 12 del conmutador. Bastan 30 mm de hilo doblado según el gráfico.

Soldar al terminal 10 del conmutador

Terminal d2

Conexión 5
Con 55 mm de hilo, doblados según la figura, relacionaremos el terminal d, del bloque de bobinas con el terminal 10 del conmutador.



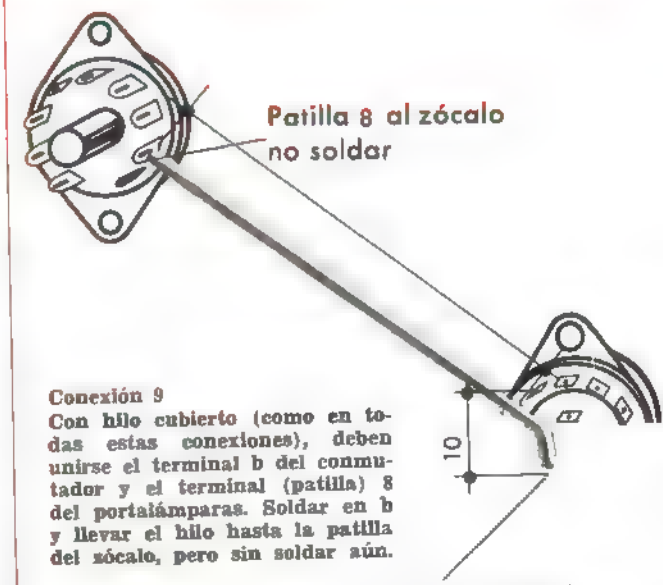
Soldar al terminal 1 del conmutador

Terminal d6

Conexión 8
Unirá el terminal d, del bloque de bobinas con el terminal 1 del conmutador. Con 30 mm de hilo doblado en forma de ángulo de 130° con lados de 15 mm.

Soldar al terminal 7 del conmutador

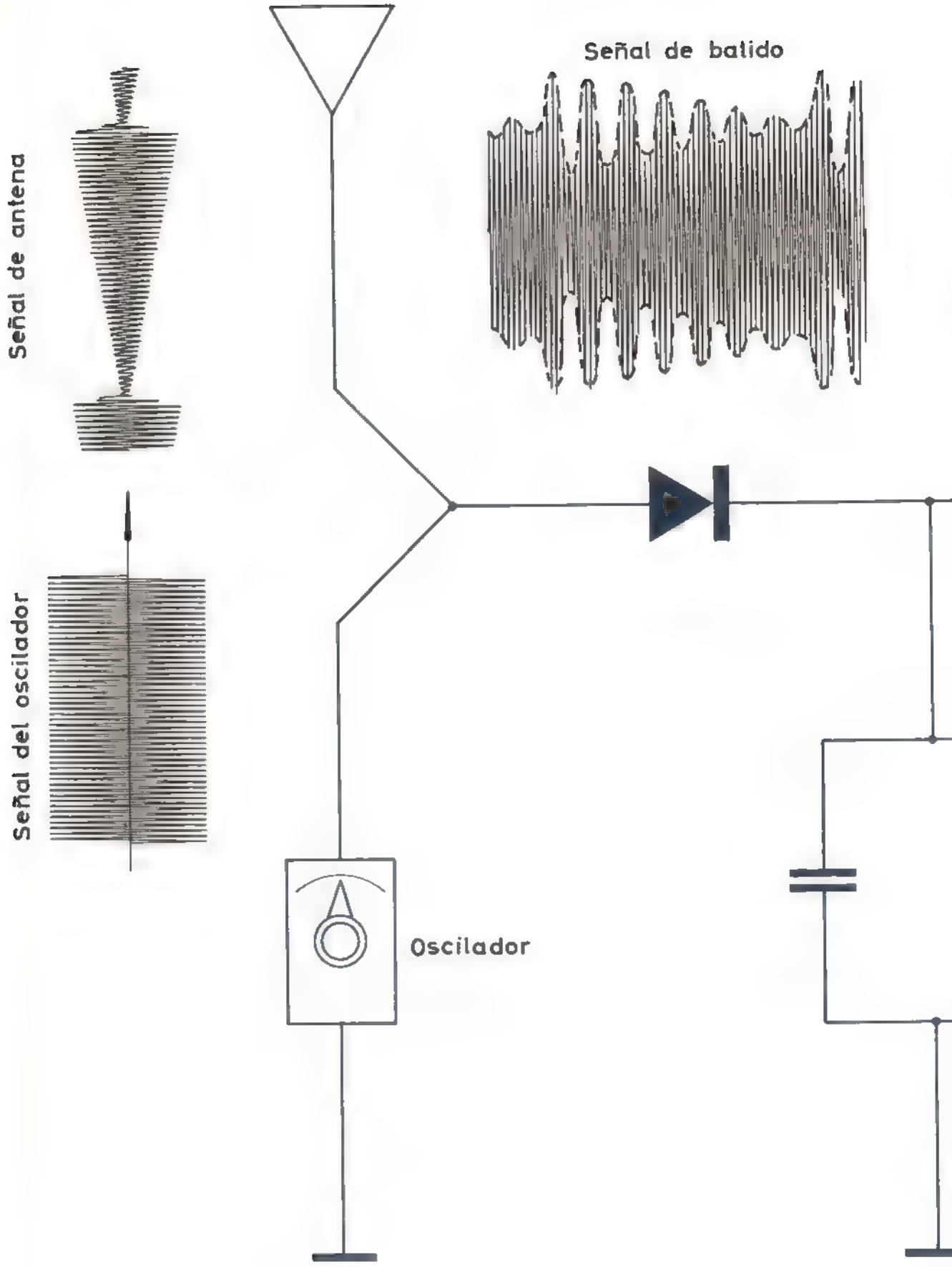
Conexión 6
Precisamos 110 mm de hilo, el cual tomará la forma que se indica y acota en el gráfico. Esta conexión une el terminal d, con el terminal 7 del conmutador.



Patilla 8 al zócalo no soldar

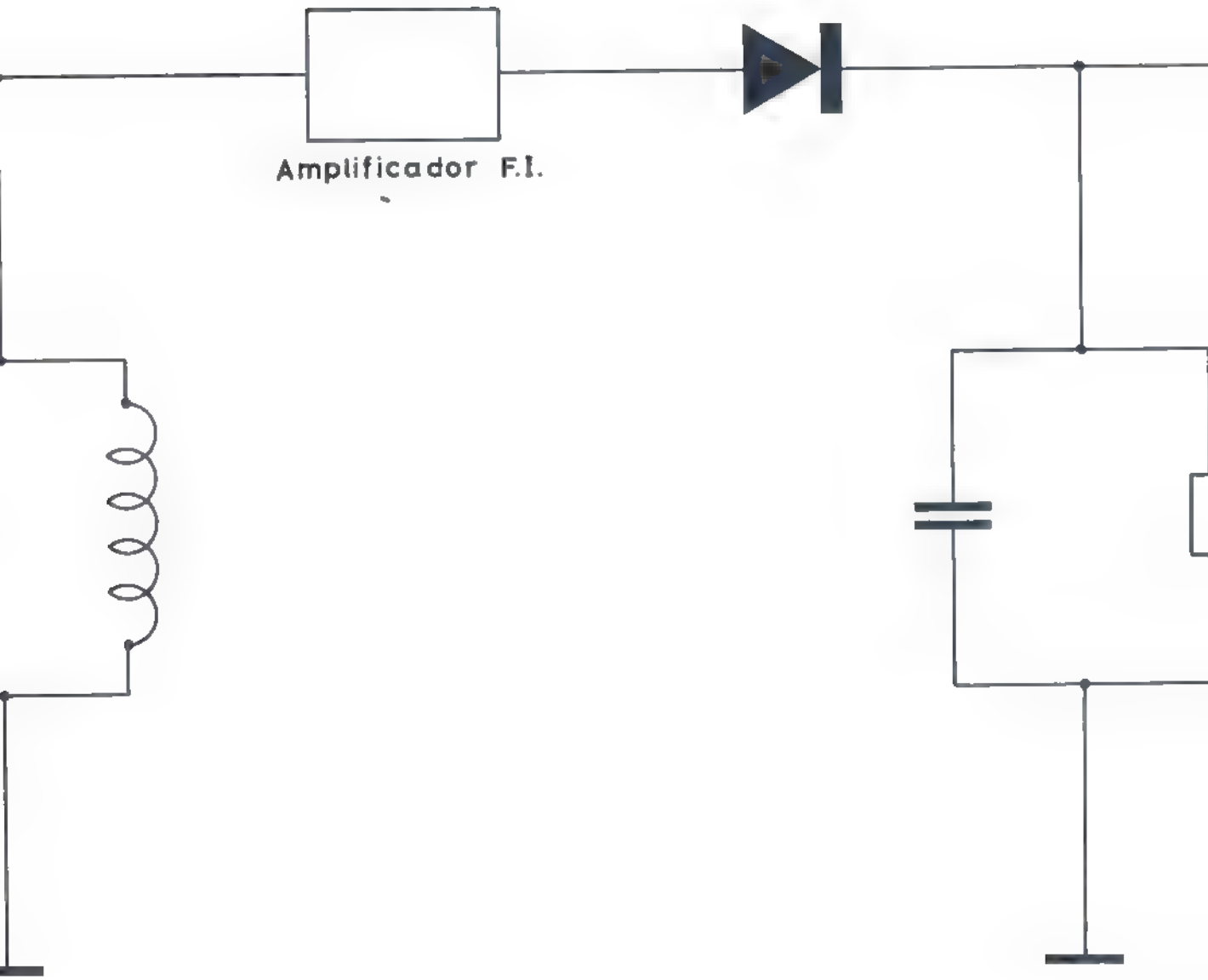
Conexión 9
Con hilo cubierto (como en todas estas conexiones), deben unirse el terminal b del conmutador y el terminal (patilla) 8 del portalámparas. Soldar en b y llevar el hilo hasta la patilla del zócalo, pero sin soldar aún.

Terminal b del conmutador. Soldar

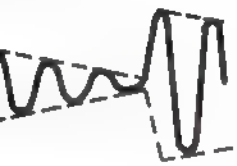

Señal de batido
Señal de antena
Señal del oscilador
Oscilador

Señal de F.I.

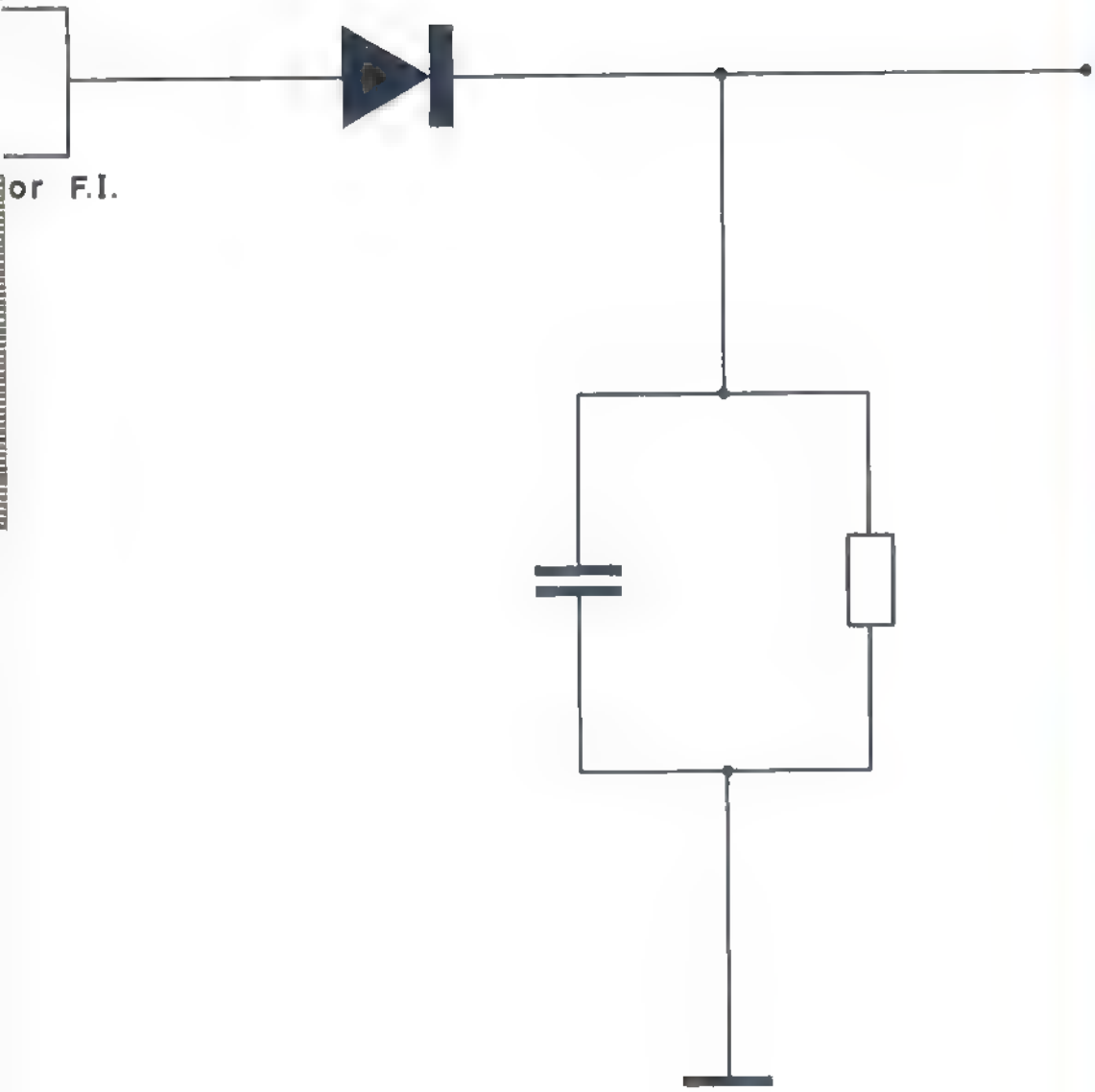
Señal de B.F


Amplificador F.I.

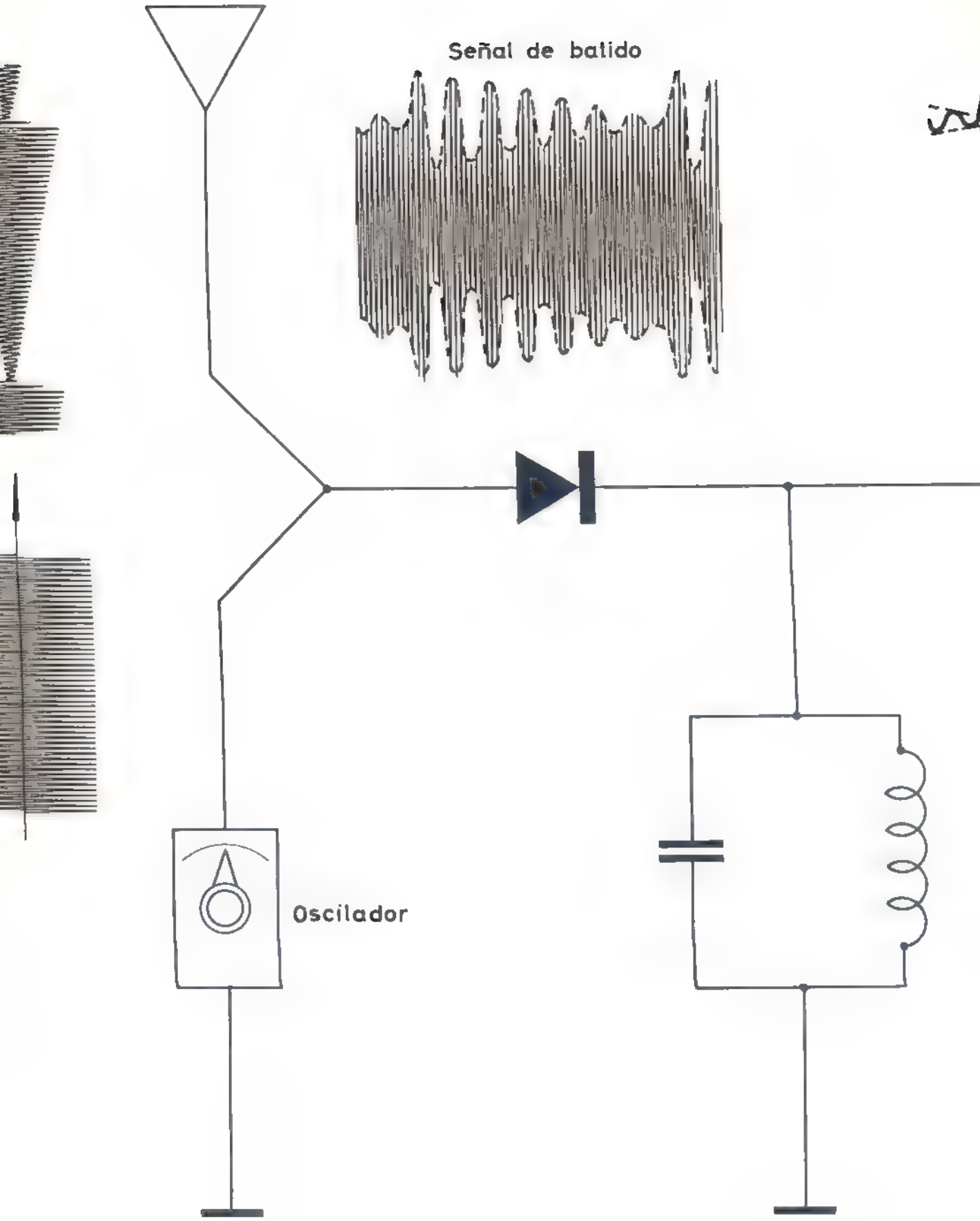
e F.I.



Señal de B.F.



or F.I.


Señal de batido
Oscilador

Lección práctica 29

Montaje de un generador de R.F. Segunda parte

CONEXIONES DE FILAMENTOS

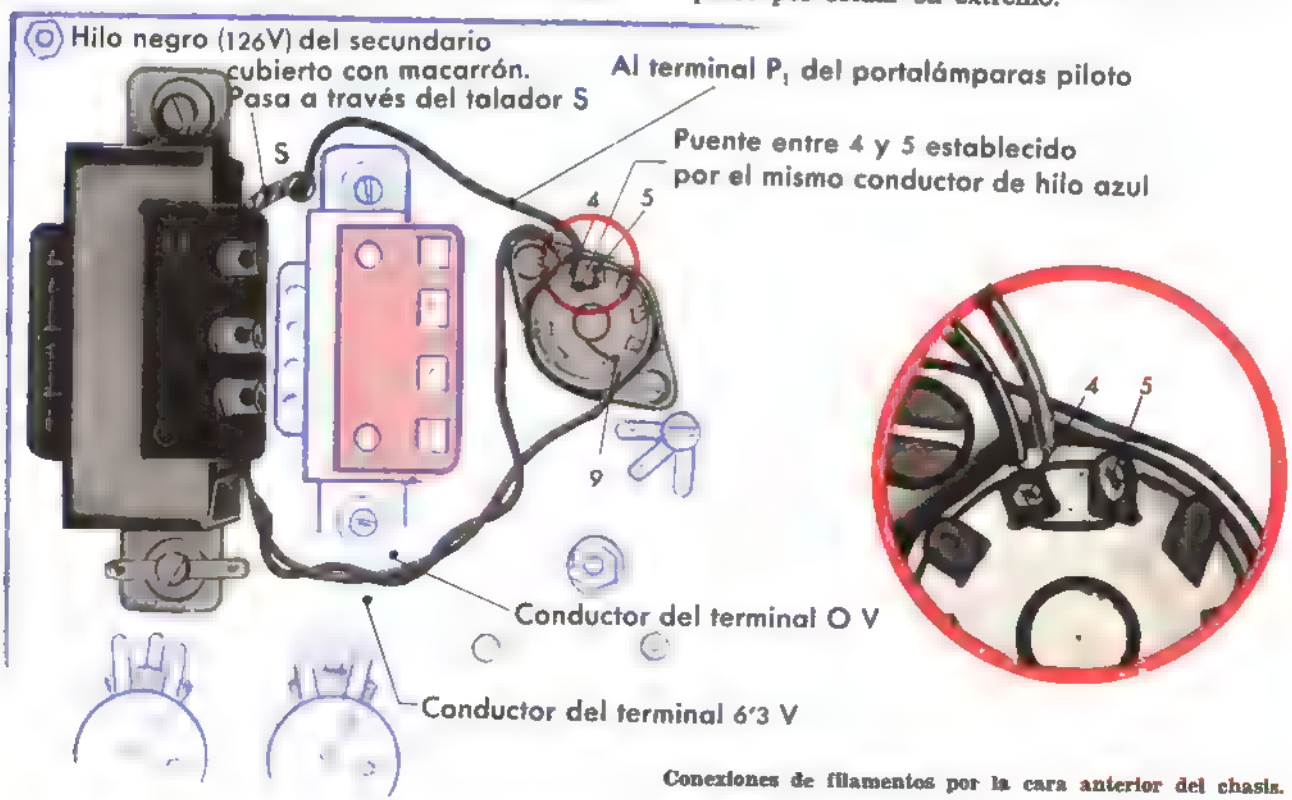
Sin ningún preámbulo, por de más innecesario a estas alturas, vamos a proseguir con nuestra tarea de alambrar este generador de R.F. que tanta utilidad va a tener para nosotros, cuando tratemos de ajustar cuantos receptores montemos o, simplemente, reparemos en nuestro quehacer profesional.

Del transformador de alimentación (de su secundario) salen tres hilos cubiertos, que normalmente tendrán color distinto. Por ejemplo, puede ser verde el hilo que corresponde al borne cero, azul el que pertenece al borne 6'3 V y negro el hilo de los 126 V.

Trenzaremos los dos hilos (verde y azul) correspondientes a los bornes cero y 6'3 del secundario del transformador y soldaremos sus extremos a las patillas 9 y 4-5 del zócalo Noval. Todo ello, naturalmente, por la cara posterior del chasis y de acuerdo con lo que gráficamente se indica.

Luego cortaremos un trozo de hilo azul de unos 140 mm y soldaremos uno de sus extremos a la patilla 4 del zócalo. Haremos pasar el extremo libre por el taladro S del chasis y lo soldaremos al terminal P_1 del portalámparas piloto situado en la cara anterior del chasis.

El hilo negro (126 V) del secundario del transformador se cubrirá con macarrón aislante y se hará pasar también por el taladro S, sin preocuparse por soldar su extremo.

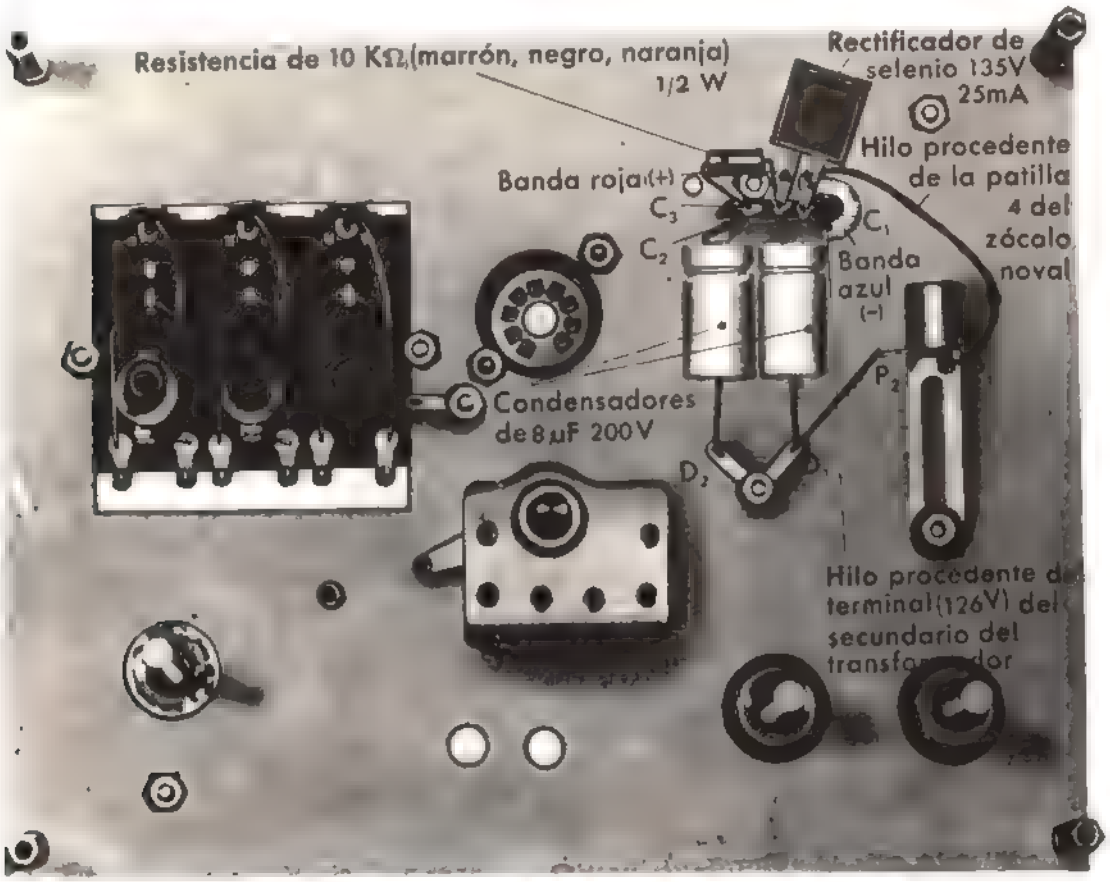


Conexiones de filamentos por la cara anterior del chasis.

COLOCACION DEL RECTIFICADOR Y CONDENSADOR DE FILTRO

Dado que en explicaciones de este tipo resultan mucho más efectivos los gráficos que las palabras, nos limitaremos a decir que las operaciones que vamos a describir se realizan en la cara anterior del chasis. Le remitimos ahora a los gráficos que siguen, donde encontrará la información precisa para esta parte del alambrado: rectificador y condensadores de filtro.

Los terminales C_1, C_2 y C_3 de la regleta son, con los contactos D_1 y D_2 del terminal a masa doble, los soportes inmediatos de estos componentes.

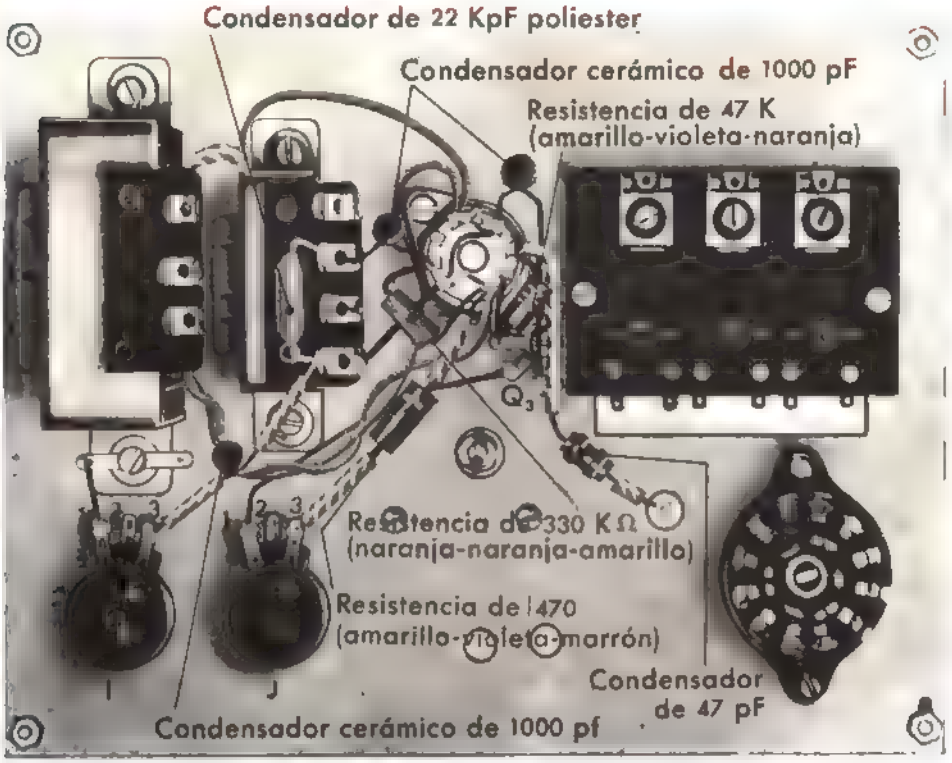


Conexionado del rectificador y de los condensadores eelctrolíticos. Observe que el terminal positivo (banda roja) del rectificador debe soldarse al terminal C_3 y que el negativo (banda azul) queda unido el terminal C_1 junto con el hilo cubierto con macarrón procedente del borne 126V del transformador de alimentación Importa mucho no equivocar la polaridad de los dos electrolíticos; su borne positivo debe soldarse a la regleta (terminal C_2 y C_3) y su borne negativo a los contactos D_1 y D_2 del terminal doble. Ajustándose a este gráfico, no hay error posible.

NUEVAS CONEXIONES POR LA CARA POSTERIOR

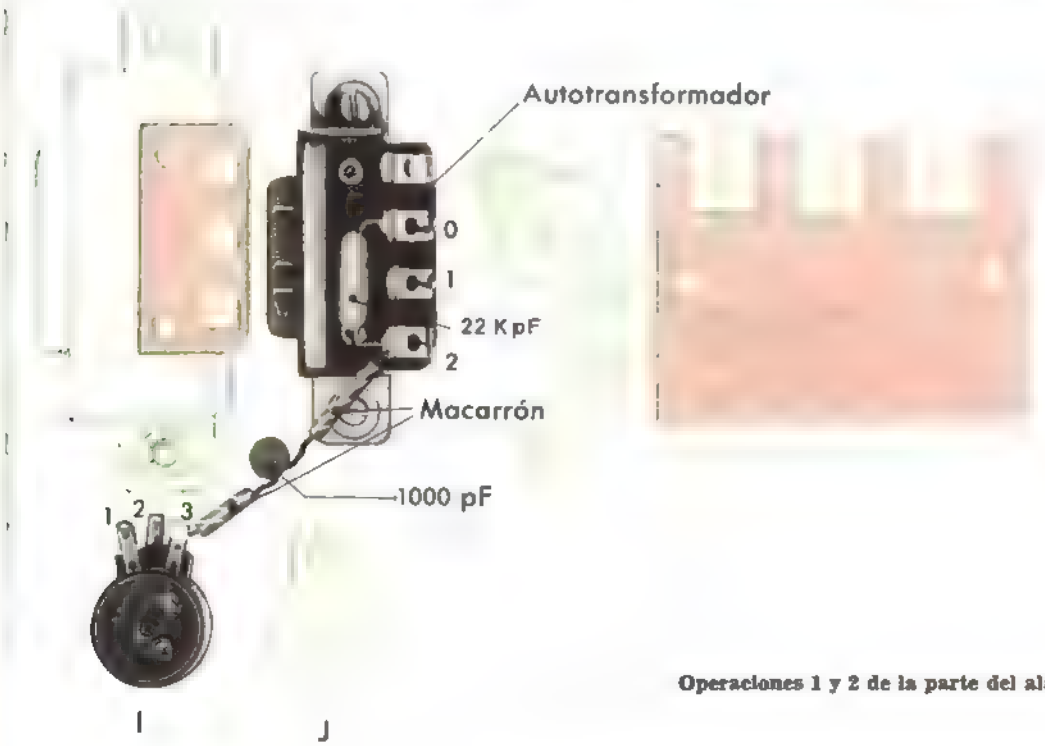
Vamos a mostrar una nueva serie de conexiones a efectuar en la cara posterior del chasis; con ellas cerraremos esta nueva etapa del alambrado del generador de R.F.

CONEXIONES REFERIDAS AL AUTOTRANSFORMADOR Y AL ZOCALO NOVAL



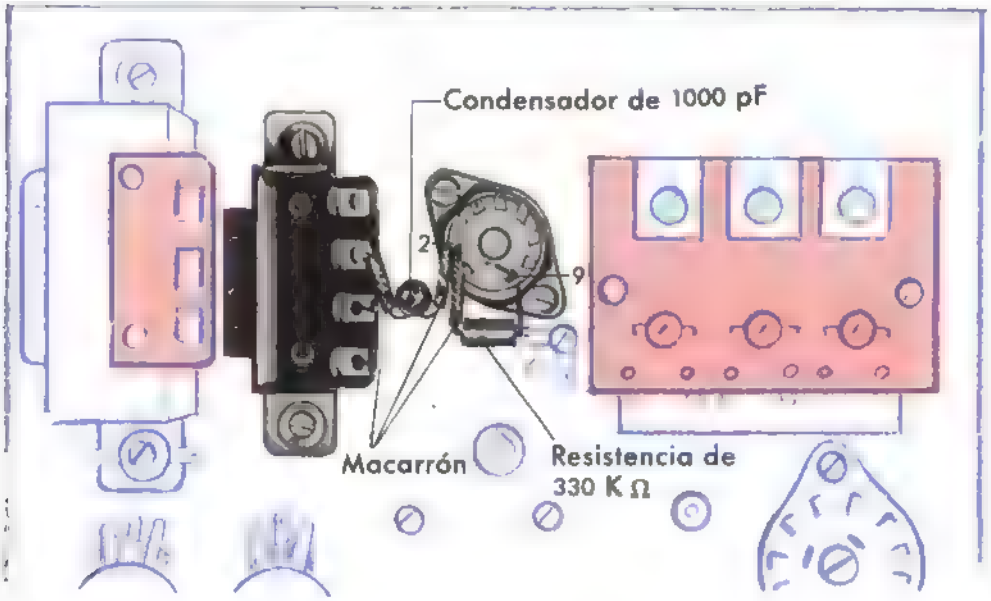
Conexiones a efectuar:

1. Condensador de poliester de 22 K, entre terminal 0 y terminal 2 del autotransformador.
2. Prepararemos un condensador cerámico de 1000 pF (1 μF), dejando sus terminales con una longitud de 30 mm, aproximadamente. Cubriremos estos terminales con macarrón, soldando uno al terminal 2 del autotransformador junto con el extremo del condensador de 22 K. El otro terminal, también recubierto con macarrón, debe soldarse al contacto 3 del potenciómetro I.



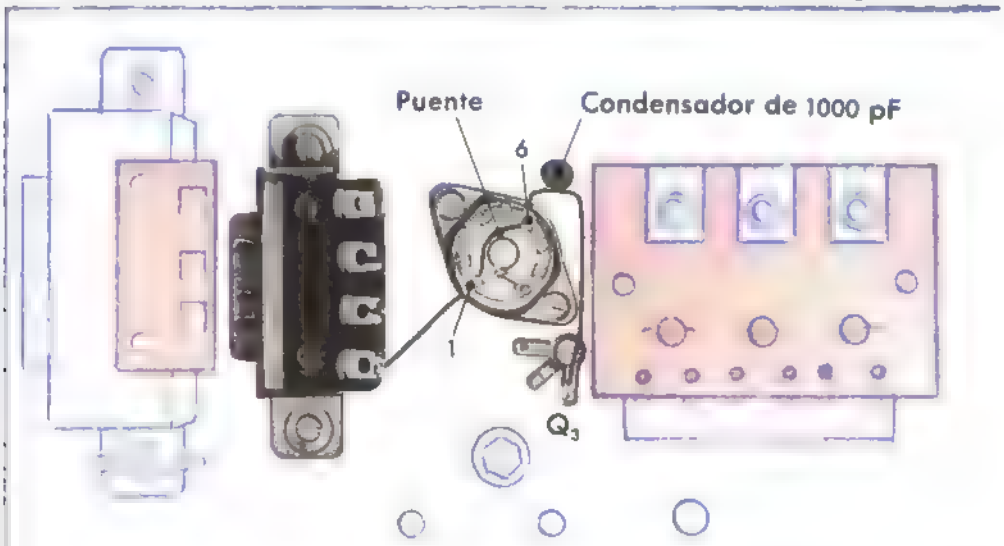
Operaciones 1 y 2 de la parte del alambrado que nos ocupa.

3. Del terminal cero del autotransformador, a la patilla 2 del zócalo soldaremos un condensador cerámico de 1000 pF. Sus terminales se protegerán, lo mismo que los anteriores, con macarrón.
4. De la patilla 2 del zócalo a la patilla 9, colocaremos una resistencia de 330 KΩ.



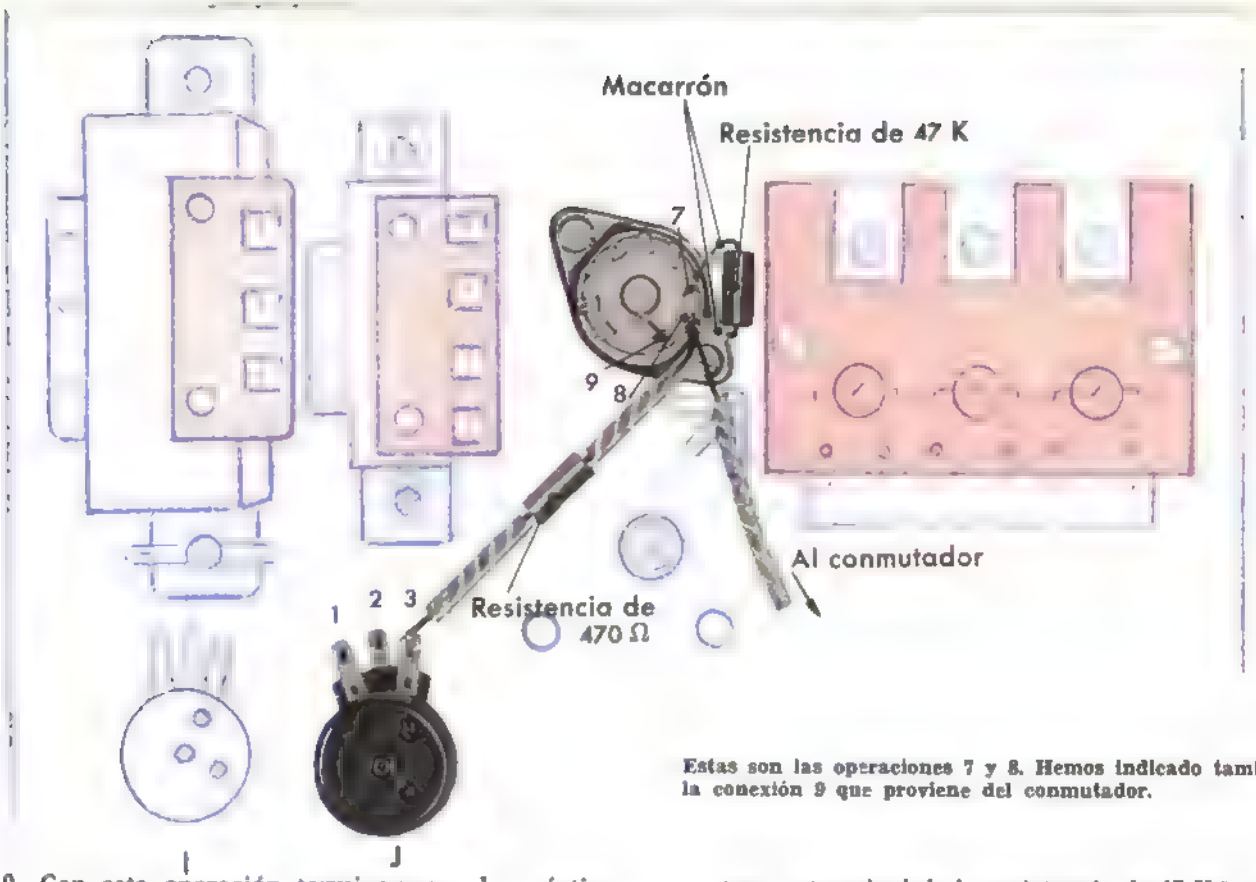
Pasos 3 y 4 de este proceso.

5. Del terminal 2 del autotransformador haremos salir un hilo cubierto hasta la patilla 1 del zócalo; desde aquí, y también con hilo rojo, estableceremos un puente en 1 y 6 del zócalo.
6. Tomaremos un condensador cerámico de 1000 pF y soldaremos uno de sus terminales a la patilla 6 del zócalo junto con el extremo del puente del apartado anterior. El otro terminal de este condensador debe soldarse a masa, en el contacto Q_3 del terminal triple.



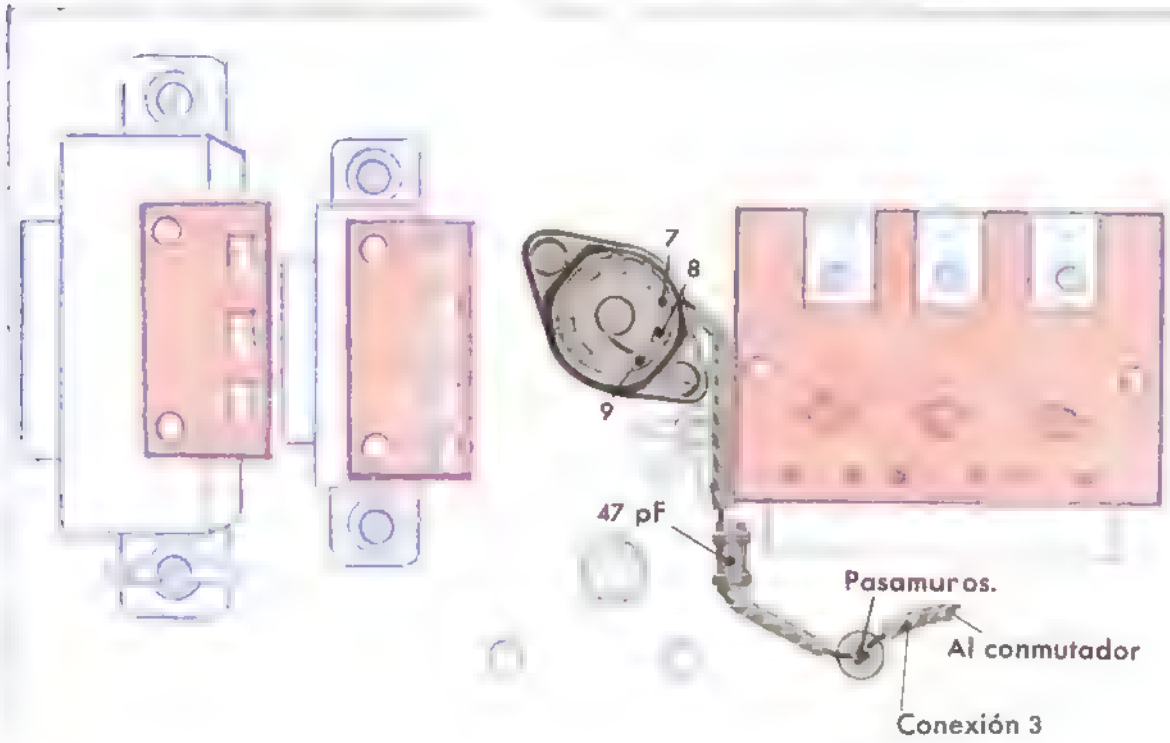
Operaciones 5 y 6 de esta parte del alambrado.

7. Debe colocarse una resistencia de 47 KΩ desde la patilla 7 a la patilla 8 del zócalo, protegiendo sus terminales con sendos trocitos de macarrón.
8. Entre la patilla 8 del zócalo y el terminal 3 del potenciómetro I, colocaremos una resistencia de 470 Ω, con sus terminales cubiertos con macarrón. Observe que en esta patilla 8 se reúnen tres conductores: un cabo de la resistencia de 47 KΩ, un cabo de la resistencia de 470 Ω y el hilo número 9 que proviene del conmutador. ¿Lo recuerda?

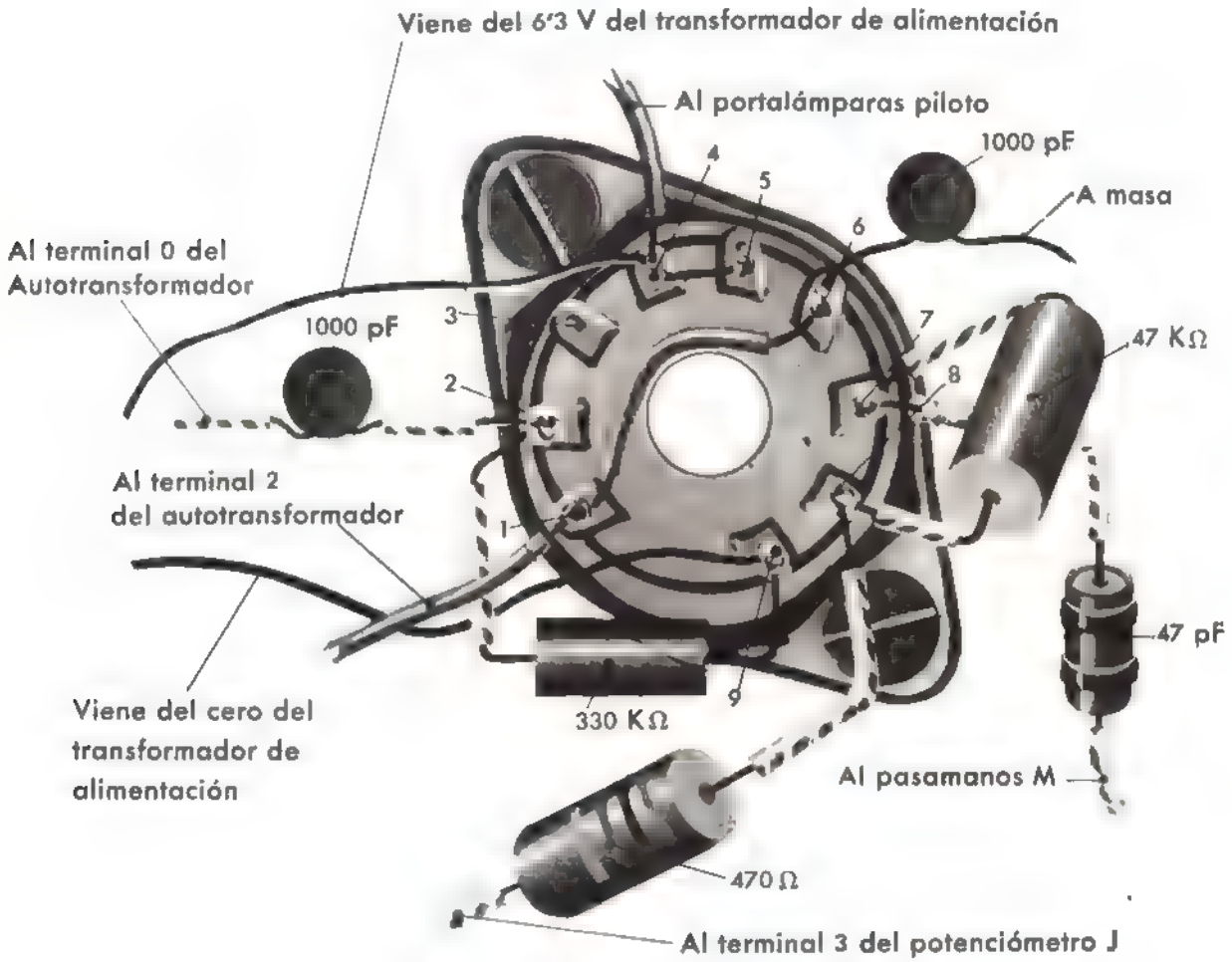


Estas son las operaciones 7 y 8. Hemos indicado también la conexión 9 que proviene del conmutador.

9. Con esta operación terminaremos la práctica de hoy. Se trata de intercalar un condensador cerámico de 47 pF entre la patilla 7 del zócalo y el terminal del pasamuros colocado en el taladro M del chasis. En la patilla 7, pues, se juntan un terminal de la resistencia de 47 KΩ y un terminal de este condensador de 47 pF. La polaridad, en este caso, es indiferente. Recuerde que al terminal del pasamuros se une la conexión 3 del conmutador.



En la próxima lección terminaremos este alambrado y nos ocuparemos de la caja metálica que debe contenerlo. Ahora, como ayuda final para esta etapa, añadimos un dibujo donde aparece el zócalo Noval ampliado, con todas las conexiones a él referidas.



UN DETALLE IMPORTANTE Y OTRO CONSEJO

Es de suponer que se habrá dado cuenta de que en el alambrado que afecta el zócalo Noval que interviene en el circuito práctico de este generador de R.F. que estamos montando, existen algunos hilos de conexión que pasan por encima de lo que es el centro geométrico de dicho zócalo. Siendo así y puesto que este centro viene normalmente ocupado por lo que llamamos chimenea del zócalo, es obvio que su existencia, en este caso concreto, más que una ayuda es un estorbo.

En definitiva: que debe quitarse esta chimenea metálica, operación que no entraña ninguna dificultad; es cuestión de forzarla un poco con unos alicates de punta plana y verá como se desprende del conjunto sin más complicaciones.

Nos dirá, quizás, que podíamos ahorrarnos esta observación, puesto que la lógica más elemental está clamando a gritos la desaparición de este normal componente de los zócalos para válvulas, pero, por aquello de que nunca sobran consejos, nos hemos permitido añadir estas palabras que vienen a formar el epílogo de esta etapa del montaje que nos ocupa.

Y puestos a dar consejos, nos permitirá (a riesgo de sentar plaza de obsesivos por lo mucho que reiteramos ciertas cosas) que insistamos en la gran importancia que, en un montaje como éste, tiene el que todas las conexiones se establezcan a través de una soldadura *perfecta*.

Decimos *un montaje como éste*, pero la recomendación la hacemos extensiva a cuantos montajes de índole profesional realice en su vida.

No se trata ya de montar una experiencia que luego, por el justo afán de aprovechar un material, se desmonta sin ningún pesar, dado que su única misión era ponernos de manifiesto un determinado fenómeno o el comportamiento de un circuito cuyos resultados prácticos desconocíamos.

Este generador, como lo fue el tester y como lo serán otros, son montajes definitivos, que, por esta misma razón, deben tratarse a nivel profesional en todos sus detalles, uno de los cuales (y no precisamente el de menos importancia) está en el hecho de que las soldaduras sean perfectas. Por tanto, no caiga en la gran tentación del *ya está bien* y trabaje concienzudamente. Usted mismo se agradecerá haber obrado con una total honradez profesional, puesto que el rendimiento de su aparato será todo lo efectivo que de él cabe esperar.

Y ahora sí; ahora le dejamos tranquilo con sus ilusiones en espera de que empiece usted el estudio de la próxima lección.

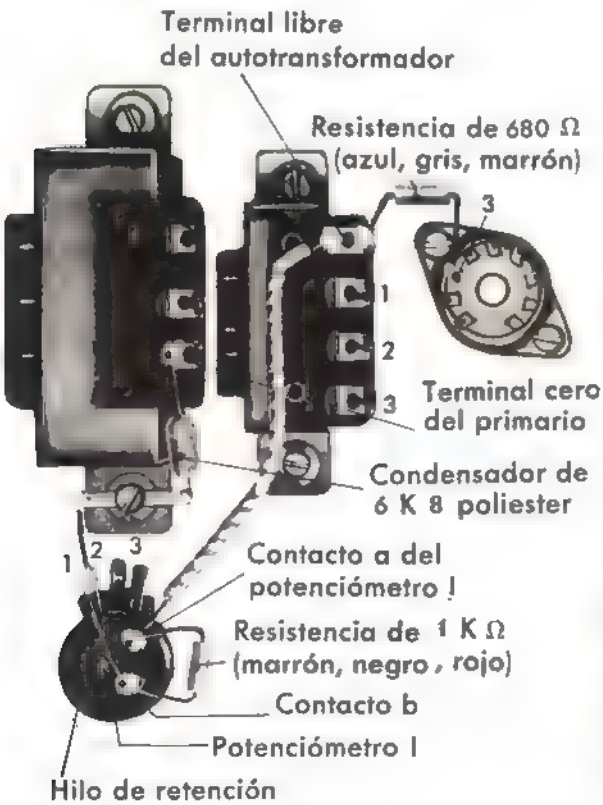
Lección práctica 30

Montaje de un generador de R.F.- Ultima etapa del alambrado.-La caja, la carátula y los mandos

NUEVAS CONEXIONES POR LA CARA POSTERIOR DEL CHASIS

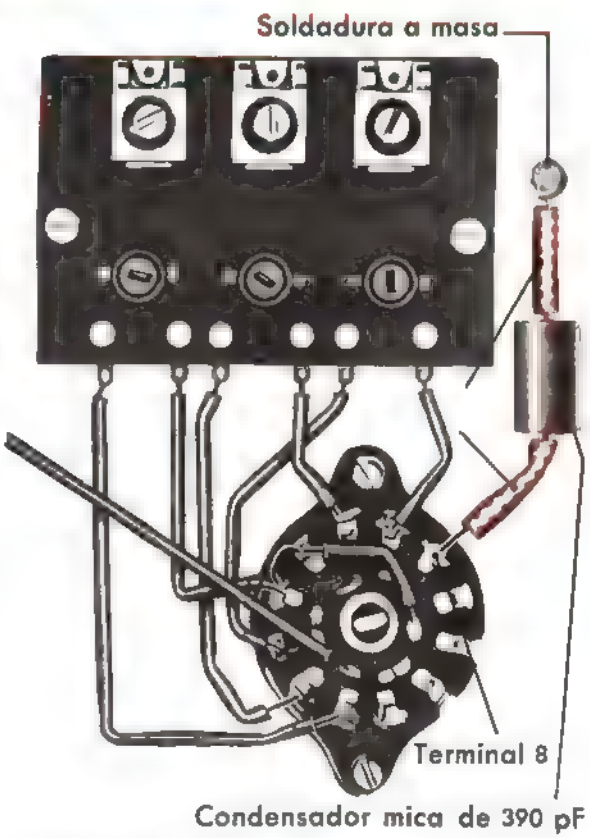
Es muy poco lo que nos falta para dar por terminado el alambrado de nuestro generador. Con esta lección práctica habremos terminado con el montaje y nos faltará tan sólo proceder al ajustado del instrumento para que, previas las oportunas instrucciones de manejo, lo podamos utilizar a nivel profesional. Tales instrucciones formarán el capítulo de prácticas de nuestra próxima lección.

Iniciamos la última etapa del alambrado del generador haciendo lo que se indica en el primer gráfico de este capítulo.



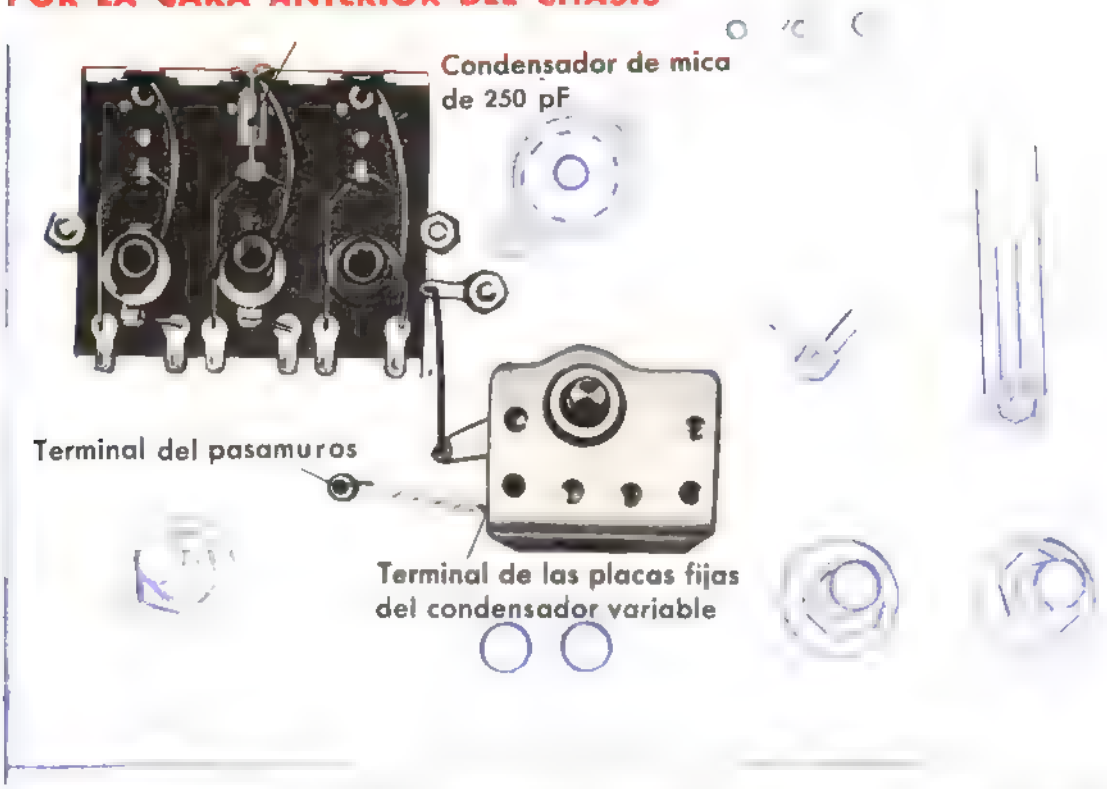
Desde el terminal libre del autotransformador, lleve un hilo cubierto al contacto g del potenciómetro I. Suelde una resistencia de 680 Ω entre dicho terminal libre y la patilla 3 del zócalo Noval. Vuelva ahora al potenciómetro I, y con una resistencia de 1 KΩ establezca un puente entre los contactos que hemos denominado a y b. Desde b, y con hilo desnudo (de retención), haga una conexión a masa; al terminal 1, por ejemplo. Un condensador poliester de 6K8 se soldará al terminal cero del primario del transformador de alimentación y al terminal a masa sujeto al mismo.

ULTIMAS CONEXIONES AL CONMUTADOR Y A LA BOBINA



Entre el terminal 8 del conmutador y la masa, debe soldar un condensador cerámico de 390 KpF. Mejor si protege con macarrón sus dos terminales.,

POR LA CARA ANTERIOR DEL CHASIS

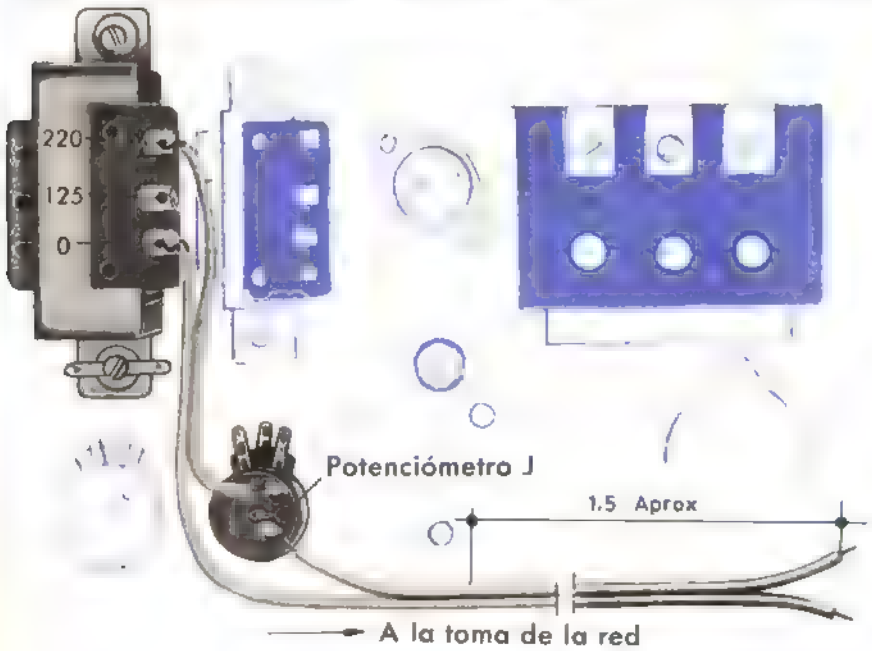


Se trata, simplemente, de soldar un condensador de mica de 250 pF entre los dos terminales del trimmer central de la pletina del juego de bobinas. Una también, con un trozo de hilo cubierto, el terminal de las placas fijas del condensador variable al terminal que atraviesa el pasamuros colocado en el taladro M del chasis.

CONEXION DEL CABLE DE TOMA DE CORRIENTE

Con cable de conexión bipolar estableceremos la canalización de la corriente que, procedente de la red de 125 ó 220 V, alimentará nuestro aparato. El interruptor del potenciómetro J será el dispositivo de puesta en marcha y paro. Para ello, haga lo que indica el próximo dibujo, en el cual nos hemos ahorrado todo comentario por creer que la imagen ofrece la suficiente claridad.

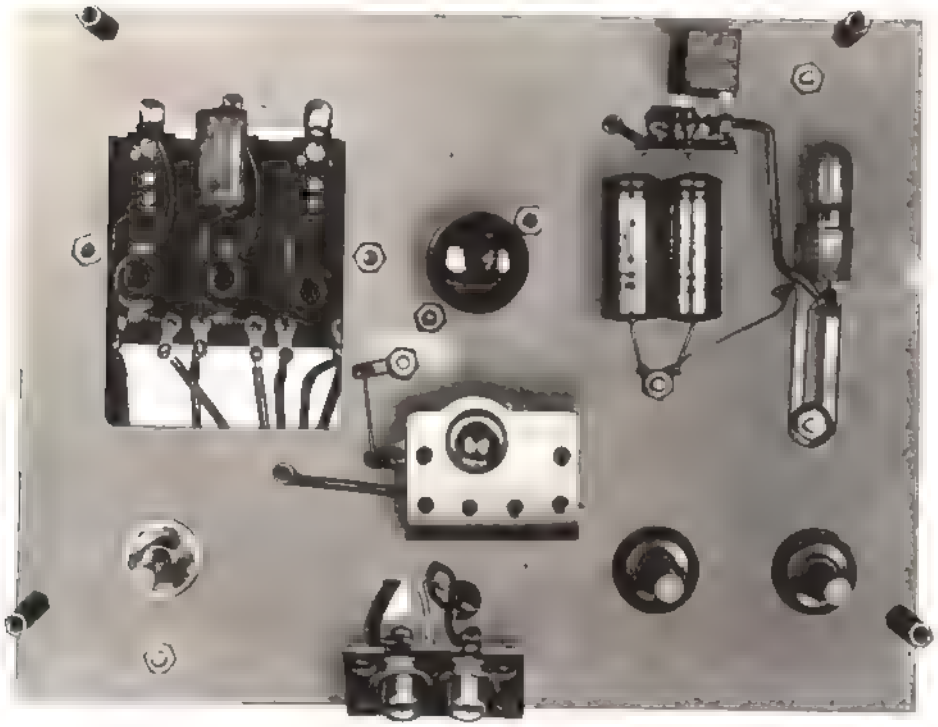
Como puede ver, hemos supuesto que la red era, en este caso, de 220 V.



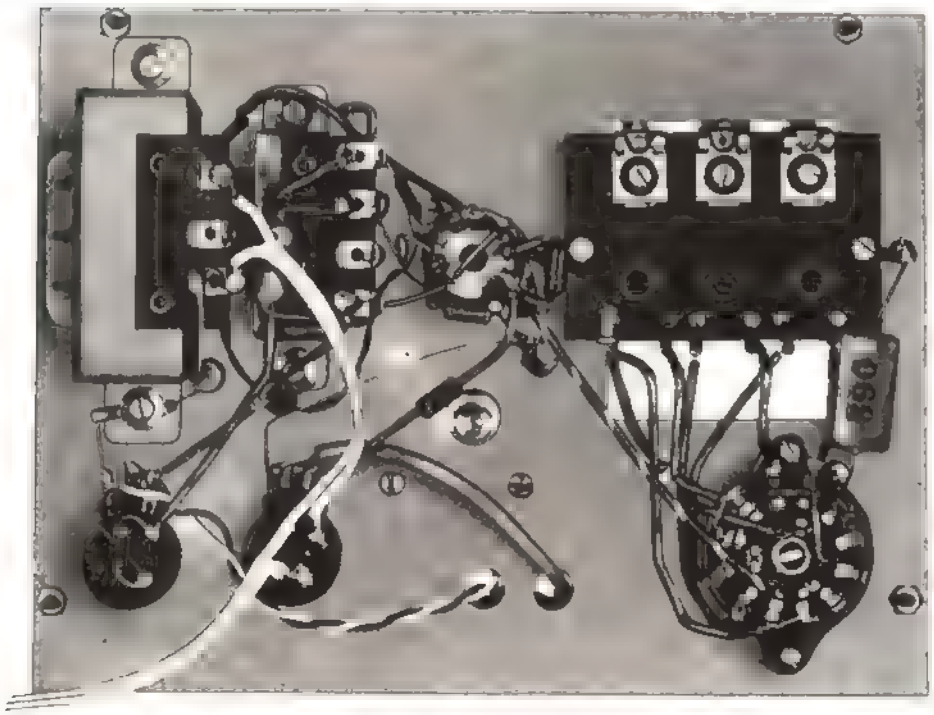
Conexionado de la toma de corriente, en el supuesto de que la tensión de red es de 220 V.

REPASE EL ALAMBRADO

Antes de proseguir, coloque la válvula ECC81 y asegúrese de no haberse equivocado durante el proceso del alambrado. Para que pueda proceder con comodidad a esta comprobación, vea a página entera todo el circuito alambrado, tanto por la cara posterior como por la anterior del chasis.



Fotografía del alambrado por la cara anterior del chasis.



Fotografía del alambrado por la cara posterior del chasis.

LA CARATULA

Le proporcionamos el dibujo de la carátula que requiere nuestro generador de R.F. con la repetición de que no se preocupe lo más mínimo por saber el significado de los distintos números y letras que en ella aparecen. Esta es cuestión que reservamos para nuestra próxima lección práctica. En ella, lo que ahora son indicaciones sin sentido, adquirirán su significación exacta.

Esta carátula es, al mismo tiempo, el panel que cierra la parte frontal de la caja que debe contener el montaje, caja que verá dibujada más adelante.

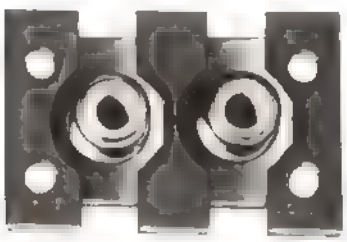
Operemos ahora sobre esta carátula, fijando a ella un conector coaxial doble, desde cuyas hembrillas tomaremos las señales que genere el oscilador que estamos acabando de construir.

COLOCACION DEL CONECTOR COAXIAL

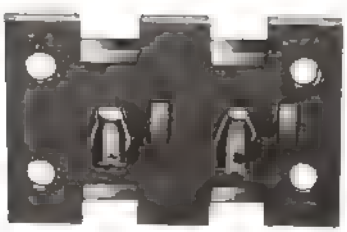
Vea, ante todo, la forma de este componente, el cual debemos sujetar a la carátula o tapa anterior.

Como venimos repitiendo en ocasiones análogas, el hecho de haber escogido un modelo para nuestro montaje, no es razón para pensar que otras formas de conectores que puedan encontrarse en el mercado son inadmisibles. Todo lo contrario; cualquier conector coaxial doble puede servir a nuestros propósitos. Deberíamos, eso sí, practicar en la carátula los taladros convenientes para la sujeción del modelo elegido.

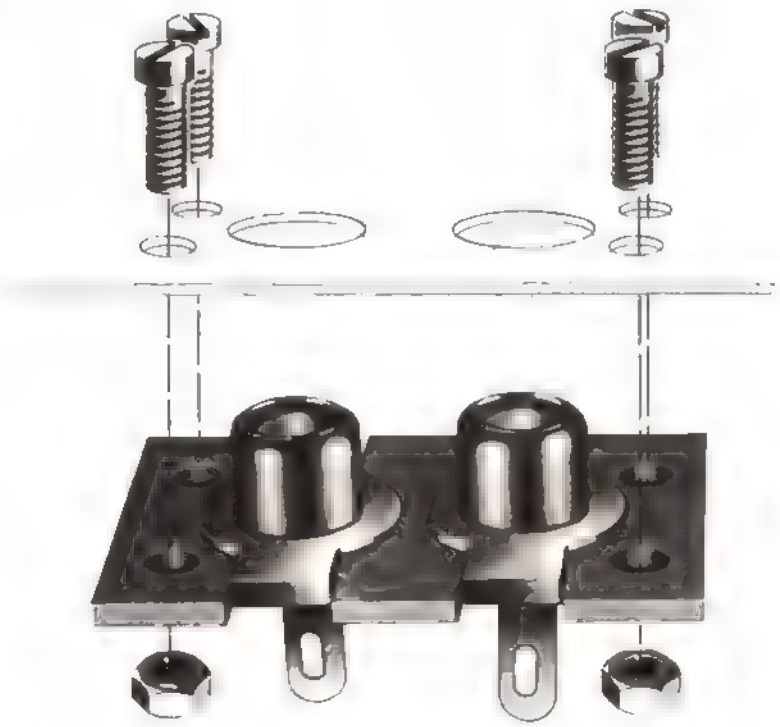
El conector que aquí se utiliza, debe colocarse por la cara posterior de la carátula, haciendo que las dos hembrillas atraviesen los taladros preparados al efecto.



Conector coaxial doble, cara anterior



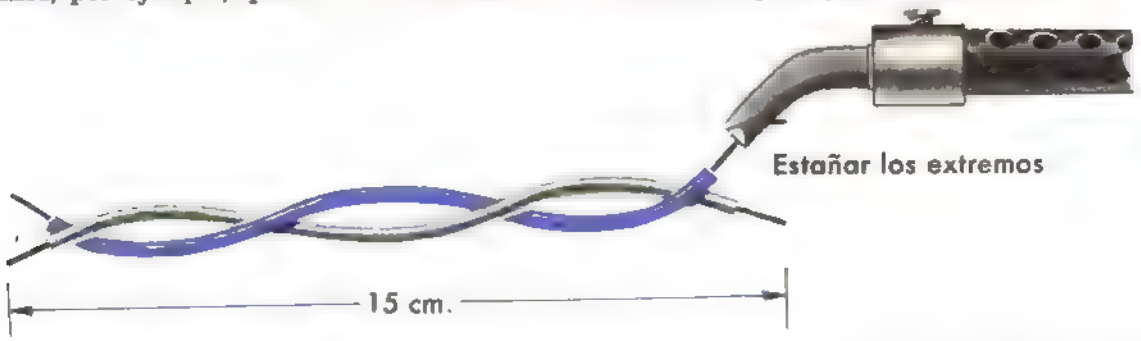
Cara posterior del conector coaxial doble.



Perspectiva demostrativa de la forma de colocar el conector sujeto a la carátula.

CONEXIONES ENTRE POTENCIOMETROS Y CONECTOR COAXIAL

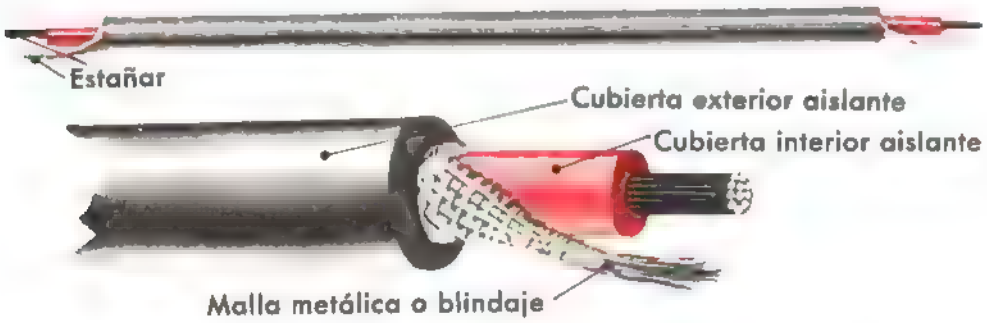
Prepare dos trozos de cable de conexión de color distinto y cuya longitud sea de unos 15 cm. Digamos, por ejemplo, que uno de los cables es blanco y el otro azul. Tréncelos y estañe los cuatro extremos que, como es lógico, habrá dejado desnudos para poder soldar con facilidad.



Tome ahora un trozo de cable blindado con cubierta aislante. Bastan unos 12 ó 15 cm.

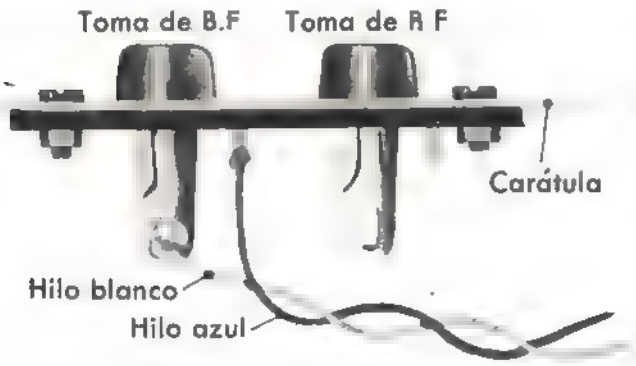
Deje al descubierto unos 15 mm por cada extremo, separando y retorciendo el blindaje correspondiente a dichos 15 mm. Estañe el blindaje y los cabos del cable.

Vea en la figura inmediata cómo debe quedar preparado este cable:

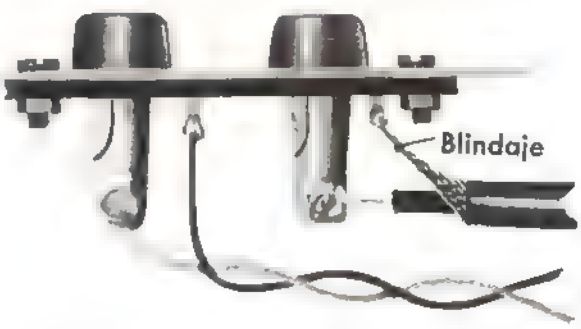


Tome el cable de conexión bicolor que ha preparado y suelde uno de sus extremos a los terminales de la hembrilla de B.F. del conector. Es decir: hilo blanco al terminal largo e hilo azul al terminal corto de la hembrilla de B.F.

Proceda a soldar un extremo del cable blindado protegido que habrá preparado a los terminales de la toma de R.F. El cable conductor propiamente dicho lo soldará al terminal largo; la malla del blindaje la soldará al terminal corto.



Conexiones a practicar en la hembrilla o toma de B.F. del conector coaxial doble.



Así debe conexionarse el conductor de salida de las señales de R.F.

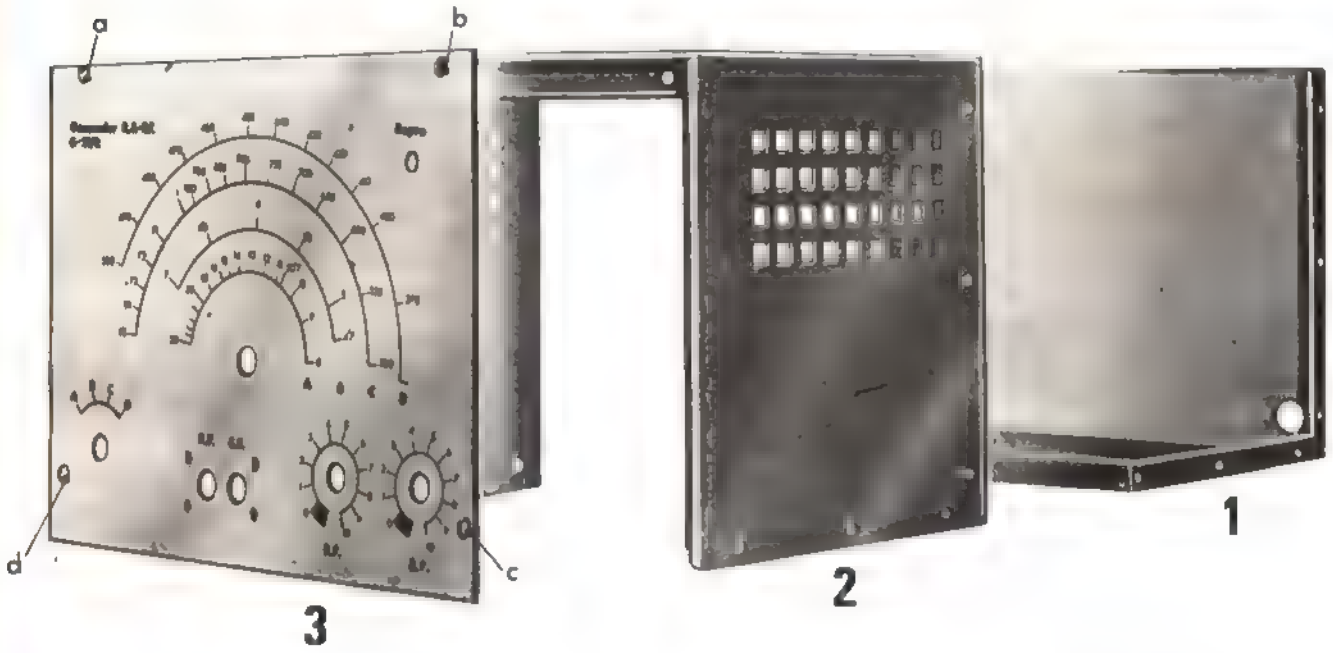
UNION ENTRE CHASIS Y CARATULA. Y CAJA

De la cara anterior del chasis sobresalen los ejes de los dos potenciómetros, del conmutador y del condensador variable. Cada uno de ellos tiene su correspondiente taladro en la carátula del aparato a través del cual deberá pasar.

Pero el chasis debe quedar fuertemente unido a la carátula, de forma que se asegure el correcto centrado de los ejes en sus respectivo taladros, así como una separación inamovible del chasis respecto a la carátula.

Todo ello se logrará mediante un sistema de sujeción que haga solidarios los tres elementos de soporte y protección del circuito. Es decir: chasis, carátula y caja.

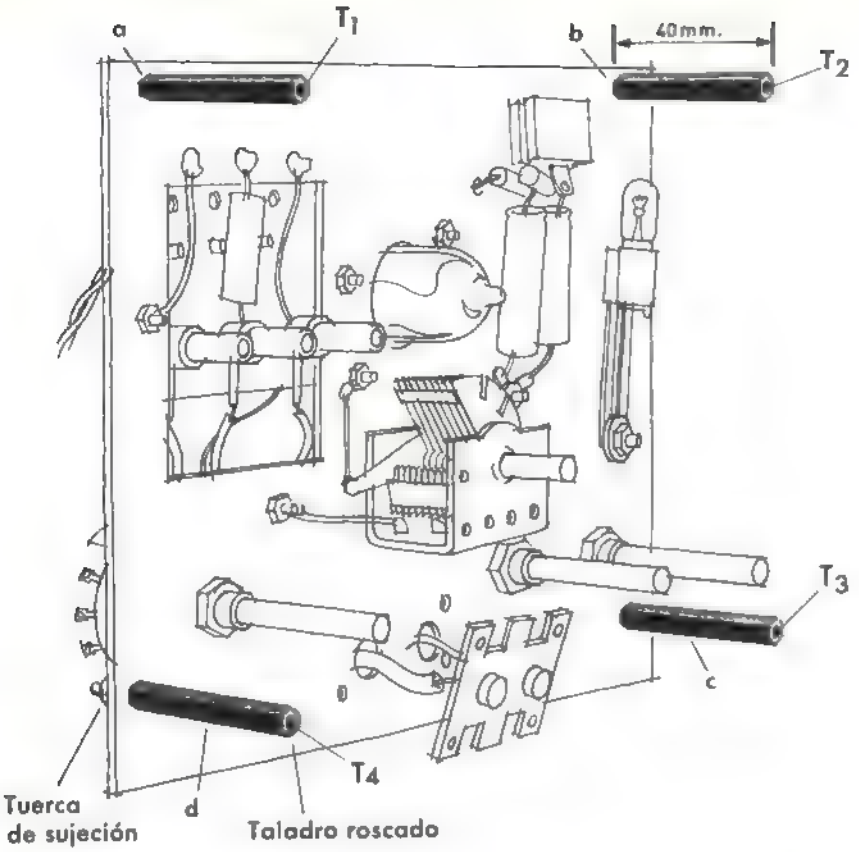
Empecemos por ver el modelo de caja que hemos diseñado para este generador.



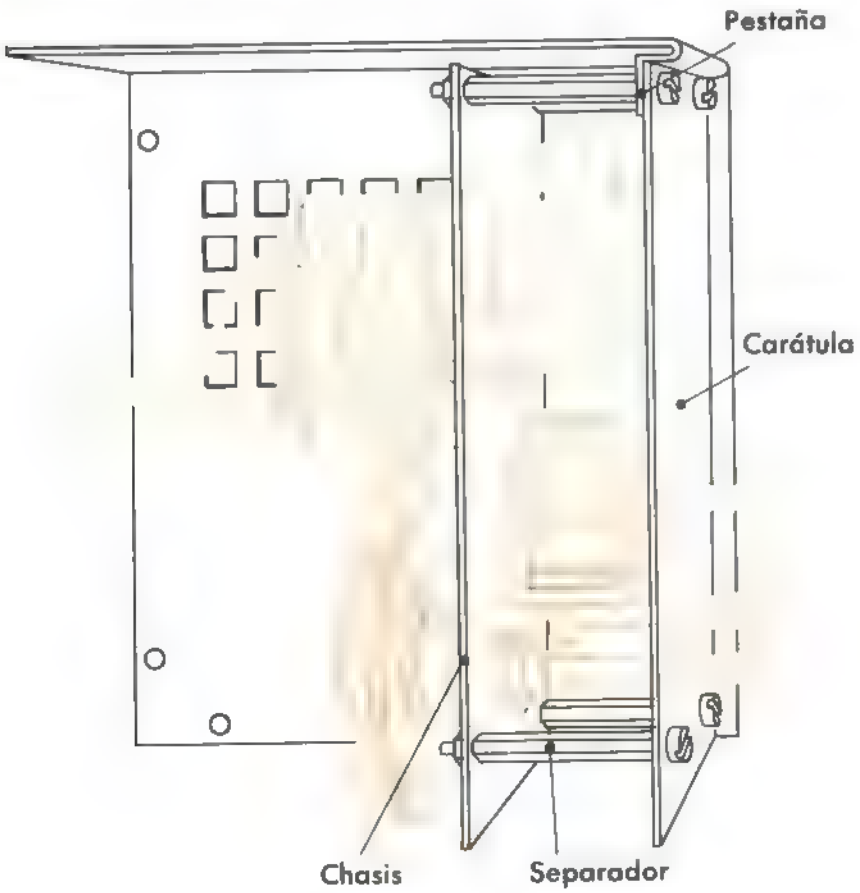
Perspectiva demostrativa de la forma dada a la caja del generador. 1. Pieza en ángulo que forma las caras posterior e inferior de la caja. — 2. Pieza en U, con ventanas de refrigeración laterales; forma las caras superior y laterales. — 3. Carátula; es el panel anterior de la caja.

Necesitamos cuatro separadores con una espiga roscada en uno de sus extremos y con un taladro roscado en el otro. El cuerpo de estos separadores tendrá una longitud de 40 mm. Aprovechando la espiga roscada se fijará con una tuerca, un separador en cada uno de los taladros a, b, c y d del chasis. Los separadores quedarán situados en la cara anterior del chasis.

Ahora ya podemos proceder a la sujeción conjunta del chasis, caja y carátula. Se trata simplemente de hacer coincidir los separadores con los taladros T_1, T_2, T_3 y T_4 (por el interior de la caja, naturalmente); y puesto que los taladros *a*, *b*, *c* y *d* de la carátula también coinciden con ellos se sujetan ambos elementos con cuatro tornillos introducidos por la cara frontal de la carátula.



Croquis de la cara anterior del montaje con los cuatro separadores colocados.



Sección donde se demuestra la manera de fijar conjuntamente el chasis, la caja y la carátula.

ULTIMAS CONEXIONES

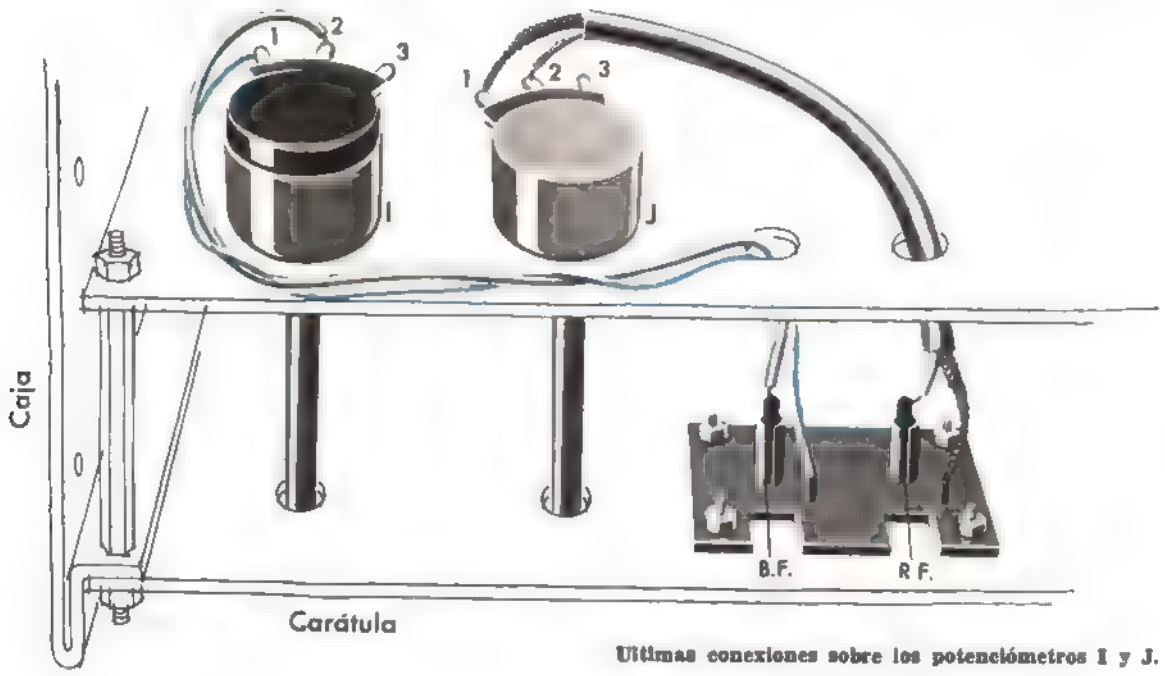
Los conductores de las señales de B.F. y R.F. que hemos soldado al conector coaxial pasarán por los taladros del chasis preparados al efecto.

El conductor de B.F., que parte del terminal largo de su correspondiente hembrilla, debe soldarse al contacto 2 del potenciómetro I. En nuestro ejemplo es el hilo blanco.

El otro conductor de B.F. (azul en nuestro ejemplo) debe soldarse a masa (al contacto 1 del potenciómetro I será lo más cómodo).

En cuanto al conductor de R.F., se soldará el blindaje a masa (contacto 1 del potenciómetro J) y el cable, al contacto 2 de dicho potenciómetro J.

Una vez efectuadas estas últimas conexiones soldadas, puede cerrar la caja acoplando la pieza en ángulo y sujetándola con tornillos. El cable de la toma de corriente se hará pasar por una goma protectora situada en el taladro posterior



Ultimas conexiones sobre los potenciómetros I y J.

de la caja. Añada una clavija de enchufe a este cable de toma de corriente y... ¡misión cumplida!

Claro que este instrumento debe gobernarse con facilidad, lo que nos obliga a pensar en unos botones de mando idóneos al aparato. Vea la fotografía del aparato, tomada desde una posición

Aspecto del aparato desde su cara posterior. Advierta el detalle de la goma pasahilos situado, como es lógico, en el taladro del panel posterior de la caja.

frontal, y advierta que son cuatro los mandos que necesitamos: uno para cada potenciómetro; son botones normales y corrientes con una señal de posición. Otro mando para el conmutador. Conviene que este botón tenga algún saliente que evite el deslizamiento de los dedos, dado que el conmutador ofrece bastante resistencia al giro de su eje. El modelo que aquí presentamos aprovecha el saliente antideslizamiento como mando del dial. Se trata de un botón de tamaño generoso al que se ha fijado una pieza rectangular de plástico transparente con una línea opaca central; es la señal de posición que abarca todas las escalas del dial.

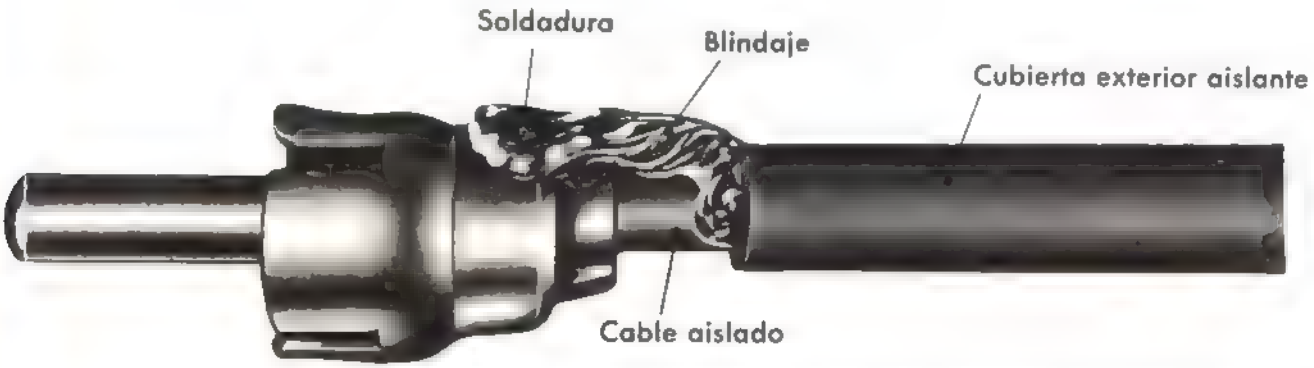
Ahora sí; una vez colocados los mandos y el ojo de buey del piloto, puede decir que dispone de un buen generador dispuesto a funcionar en cuanto se haya procedido a su ajuste.

Puesta en marcha y ajuste del generador de R.F.

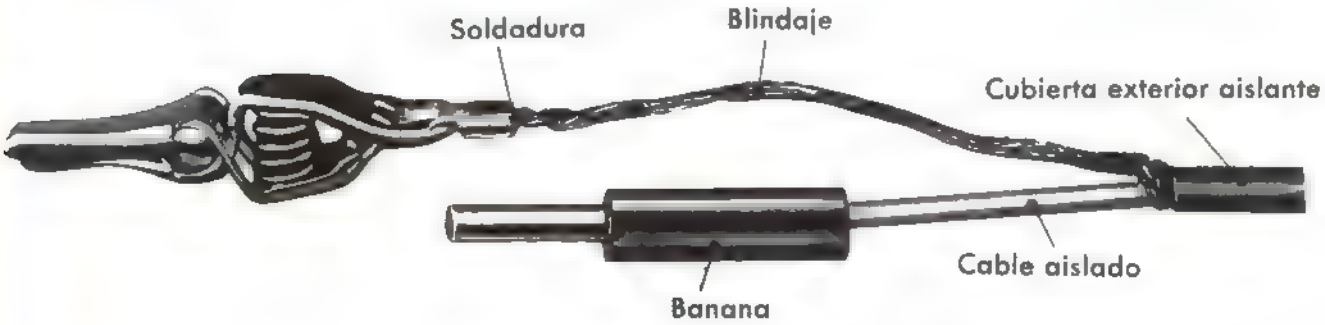
EL CABLE COAXIAL

Las señales de R.F. y de B.F. producidas por el generador se recogen a través de la correspondiente hembrilla de conector coaxial incorporada al aparato; y se transmiten al circuito cuya comprobación o ajuste precisa la ayuda del generador mediante un cable blindado, a uno de cuyos extremos se acopla la banana que conviene a la toma coaxial del instrumento. En el otro extremo del cable blindado (que llevará además una protección aislante exterior) deben colocarse una pinza cocodrilo soldada a la malla del blindaje y una banana o punta de prueba conectada al cable conductor propiamente dicho.

Por tanto, antes de proceder a la comprobación y ajuste de nuestro generador deberemos preparar convenientemente cosa de un metro de cable blindado aislado. Vea los gráficos donde se explica la forma correcta de acoplar a dicho cable los tres elementos de contacto: pinza cocodrilo, banana normal y banana coaxial.



Extremo del cable de salida con la banana correspondiente a la hembrilla coaxial.



Extremo del cable coaxial con banana y pinza cocodrilo.

PUESTA A PUNTO DEL GENERADOR

Si todas las operaciones de montaje se han efectuado con corrección, nuestro generador estará en condiciones de funcionar en cuanto conectemos a la red la clavija de toma de corriente.

Sin embargo, antes de comprobarlo deberemos colocar los botones de mando en su correcta posición.

1. Situar el botón de mando correspondiente al conmutador. Haremos girar el eje totalmente *hacia la derecha*, colocando y fijando el botón de tal forma que su índice quede situado sobre la letra D.

Para evitar roces entre el botón y la carátula del instrumento conviene intercalar entre ambos una arandela de fieltro, precaución que es válida para todos los casos.

Posición de origen del conmutador.

2. Botones correspondientes a los potenciómetros. Haremos girar a izquierdas los ejes de ambos potenciómetros hasta notar la resistencia que opone el mecanismo del interruptor de qué ambos van provistos; es decir, los pondremos a tope sin que salte el interruptor, y en esta posición fijaremos los botones de mando haciendo que los índices coincidan con la señal 0, para que con el interruptor abierto el índice de los botones se encuentre en la zona negra del cuadrante correspondiente a los potenciómetros de B.F. y R.F. a que nos referimos.

Posición de origen para los mandos de B.F. y de B.F.

3. Colocación del mando del cuadrante de frecuencia.

Haremos girar el eje del condensador variable hacia la derecha y a tope.

Colocaremos la correspondiente arandela de fieltro y luego el botón de mando con el índice transparente, atornillándolo de forma que la línea opaca central de dicho índice coincida con la última señal, señalada con la letra D, de la escala. Observe que esta señal no lleva ninguna indicación numérica.

Con esta operación hemos dejado el aparato completamente terminado y en disposición de someterse a las pruebas de funcionamiento y ajuste.

Posición de origen para el mando del cuadrante.

PUESTA EN MARCHA Y DESCRIPCION DE LAS DIVERSAS FUNCIONES DEL GENERADOR

Vaya efectuando despacio y en el mismo orden en que vienen indicadas las operaciones que vamos a describirle, mediante las cuales podrá comprobar si el instrumento montado por usted responde correctamente en cada una de las funciones que podemos encomendarle.

1. Sitúe el botón del conmutador con el índice en posición C.

2. Haga girar los mandos de los potenciómetros hacia la izquierda hasta que salten los interruptores.

3. Conecte a la red el generador y haga girar el botón del potenciómetro R.F. (radiofrecuencia) totalmente hacia la derecha. En este momento se iluminará la luz piloto indicando que el aparato se ha puesto en marcha.

4. Introduzca la banana coaxial del cable blindado en la hembrilla R.F., oprimiendo un poco para que el contacto sea perfecto.

En estas condiciones, y después de cinco minutos necesarios para el caldeo de la válvula, el aparato estará generando una *señal de alta frecuencia no modulada*, de la cual podremos disponer entre la banana y la pinza cocodrilo colocadas en el extremo del cable blindado.

La frecuencia de esta señal podremos variarla a voluntad entre 500 y 1500 Kc/s con sólo hacer girar el mando del cuadrante.

Observe que cada una de las posiciones del conmutador indica la escala del cuadrante en que debemos leer la frecuencia de la señal generada por el instrumento.

Así, por ejemplo, cuando el conmutador está en la posición C, como ahora, las distintas frecuencias que podemos dar a la señal que produce el instrumento son las que corresponden a la escala C del cuadrante.

Así, por ejemplo, situando el indicador en la señal marcada con el número 600 de la escala C la señal generada será de 600 Kc/s. Si lo situamos sobre la señal 1'2 la frecuencia será de 1'2 Mc/s, o sea 1200 Kc/s.

5. Haga girar hacia la derecha el botón del potenciómetro B.F. En el momento en que salta el interruptor la señal de A.F. generada queda, además, modulada en amplitud por una señal de B.F. cuya frecuencia es de 600 c/s aproximadamente.

6. Compruebe ahora si el generador cumple con su misión de proporcionar una señal de A.F. modulada en amplitud por otra señal de B.F.

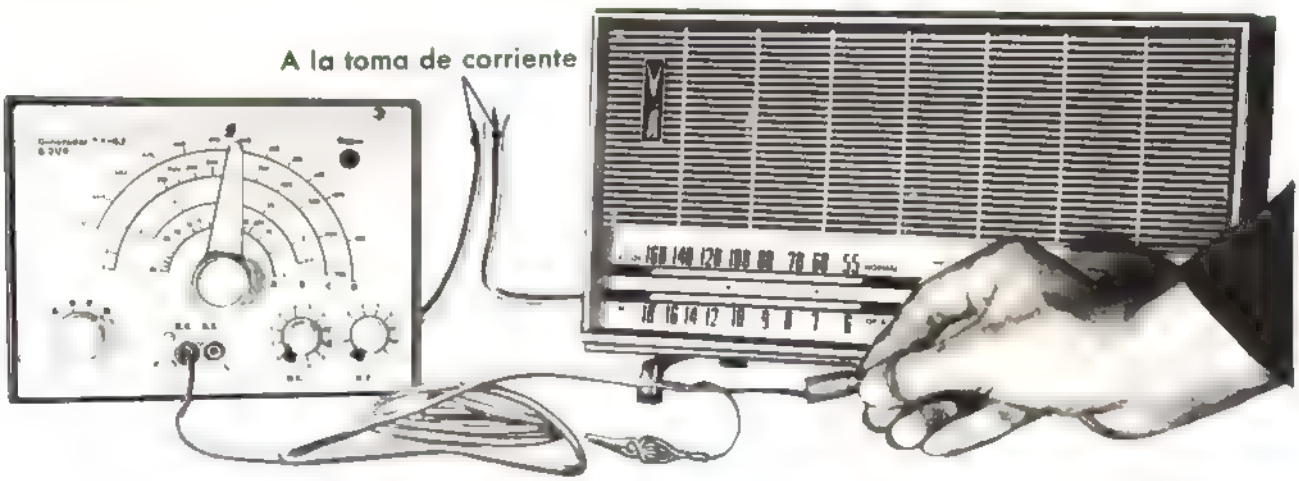
Para ello tome un receptor de radio, póngalo en funcionamiento y sitúe el mando de sintonía hacia el centro de la escala del cuadrante del receptor, en una posición donde no aparezca ninguna emisora. Ponga al máximo el volumen del receptor.

Manteniendo el generador en las condiciones de funcionamiento en que lo hemos dejado, tome con una mano la punta de la banana del cable coaxial, con lo cual su cuerpo hará de antena emisora de la señal de A.F. producida en el generador, que en esencia es una pequeña emisora.

Con la otra mano haga girar despacio el mando central del generador. Para una cierta frecuencia de la señal generada el altavoz del aparato receptor emitirá un pitido, señal evidente de que ha sido captada la onda de A.F. generada.

7. Mientras sostiene con una mano la punta de la banana del cable coaxial, con la otra gire con lentitud hacia la izquierda el mando R.F. Observará que el sonido producido por el altavoz va debilitándose, debido a que este mando gradúa precisamente la amplitud de la señal de R.F. proporcionada por el generador.

Durante estas operaciones el cambio de ondas del receptor deberá estar situado en la posición de onda media o normal.



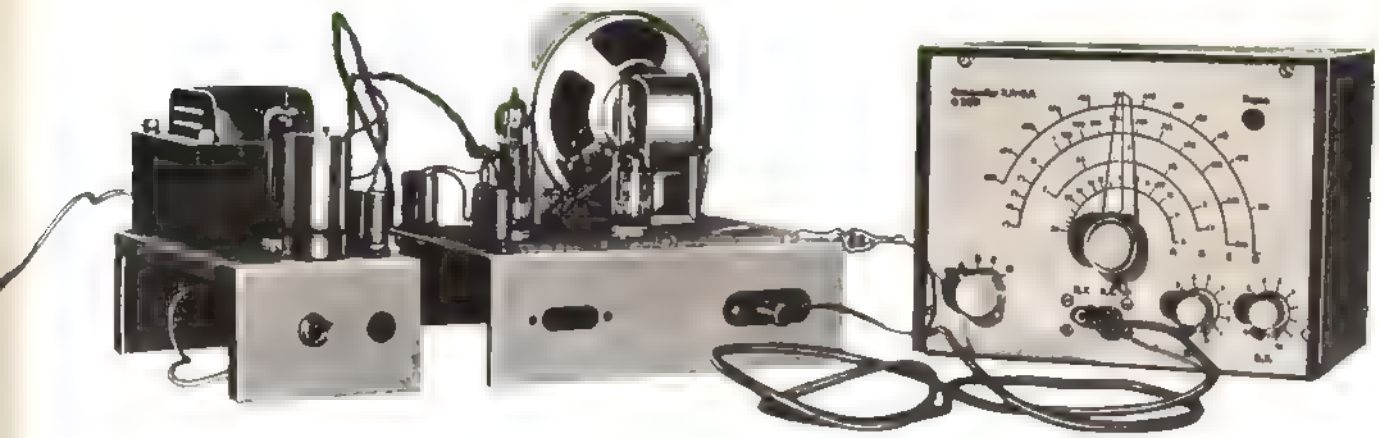
Así comprobará que la señal de R.F. generada es captado por el receptor.

8. Sitúe el cable coaxial en la hembrilla de salida de B.F. Aquí disponemos de una señal de B.F. de 600 c/s cuya amplitud puede variar a voluntad accionando el mando B.F.

Para comprobar la existencia de esta señal aplique la banana del cable coaxial a la entrada de un amplificador de sonido (por ejemplo, el que hemos construido en las pasadas lecciones) y coloque la pinza cocodrilo en contacto con el chasis. Ponga al máximo el volumen del amplificador, en cuyo altavoz se percibirá un pitido cuyo volumen puede regularse con el mando B.F. del generador.

Esta toma de B.F. es muy útil para la reparación de los amplificadores de sonido, puesto que permite localizar con mucha facilidad el paso amplificador averiado a partir del cual deja de percibirse el pitido característico.

Situando el conmutador en las posiciones D, C, B y A el generador produce señales cuyas frecuencias quedan indicadas en las escalas del cuadrante señaladas con estas mismas letras.



Comprobando la señal de B.F. suministrada por el generador

Por tanto, nuestro generador está provisto de cuatro bandas:

Banda D: de 350 Kc/s a 500 Kc/s.
Banda C: de 500 Kc/s a 1500 Kc/s.
Banda B: de 4'7 Mc/s a 7 Mc/s.
Banda A: de 8 Mc/s a 30 Mc/s.

La banda D se destina al ajuste de los pasos de F.I. en los superheterodinos de A.M.

La banda C se utiliza para el ajuste de la gama de onda media.

Las bandas B y A sirven para el ajuste de la gama de ondas cortas.

Observe que la banda A lleva una señal destacada que corresponde a 10'7 Mc/s. Esta frecuencia es la que se utiliza para el ajuste del amplificador de F.I. en los receptores con frecuencia modulada.

También la banda B contiene una señal especial a 5'5 Mc/s, que es útil para ajustar la parte de audio en los receptores de T.V.

PROCEDIMIENTO DE AJUSTE DEL GENERADOR

El generador necesita ser ajustado, para lo cual existen sistemas de laboratorio que difícilmente están al alcance del estudiante. Por esta razón lo más práctico para él será llevar su aparato a un profesional de la radio que se lo devolverá correctamente ajustado; es decir: este profesional hará que la frecuencia de las señales generadas por nuestro aparato coincida exactamente, para cada posición del mando del cuadrante, con el valor escrito en la banda que se utiliza.

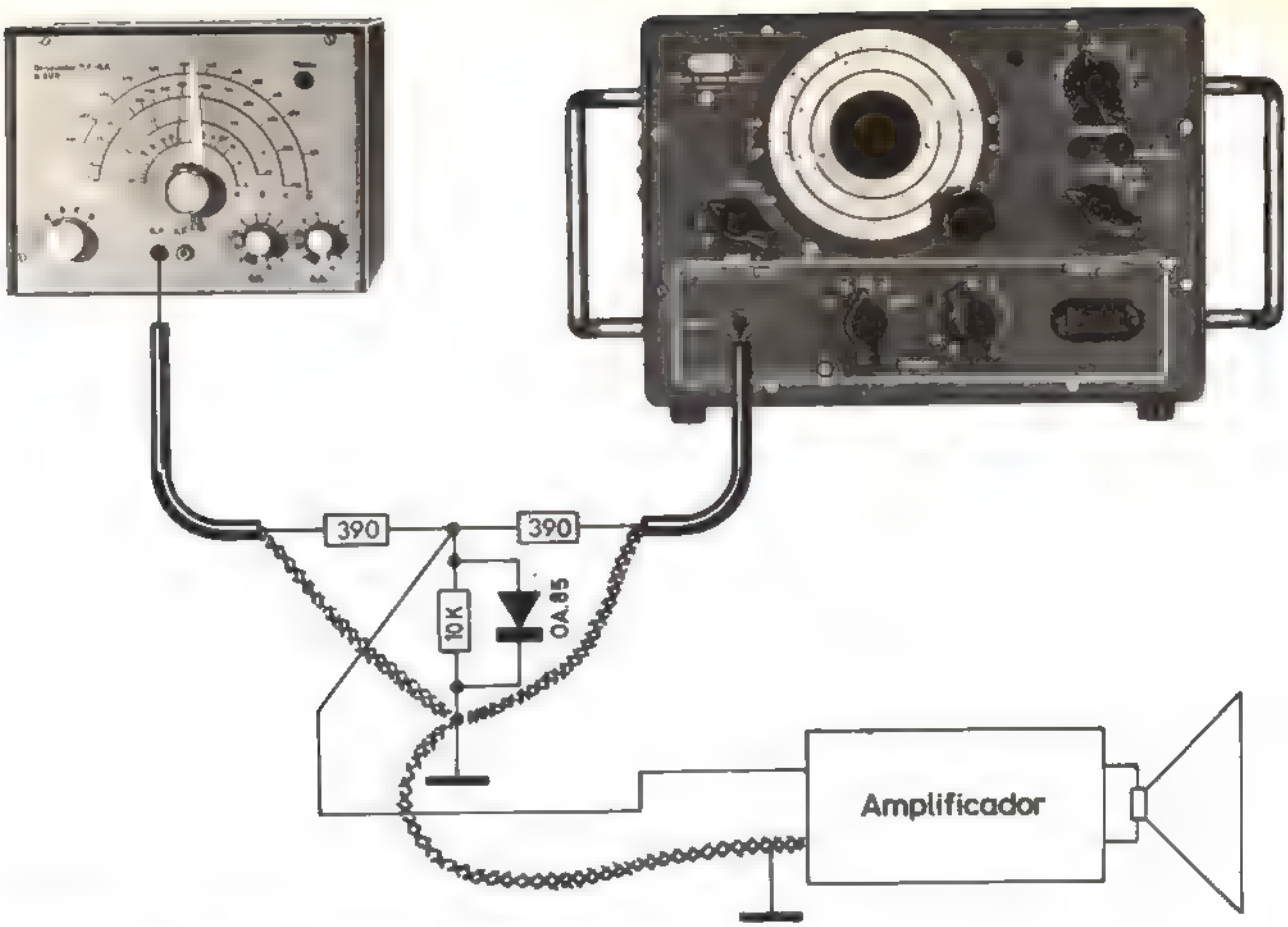
Como final de etapa describiremos un sistema de ajuste que requiere disponer de un generador patrón, cuya exactitud se haya comprobado.

Usted sabe que, para compensar las pequeñas diferencias que por fuerza existen entre los condensadores variables fabricados en serie, el generador está provisto de los *trimmers;* y que para compensar las diferencias de fabricación de las bobinas todas ellas se han confeccionado con ajustes por permeabilidad.

Ajustar el generador, en definitiva, es lo mismo que decir que se ha ajustado a su valor correcto la capacidad de los *trimmers* y la autoinducción de las bobinas.

Supongamos que disponemos de un generador patrón y del amplificador de B.F. montado en prácticas anteriores.

Para efectuar el ajuste deberemos preparar el montaje que indica nuestra próxima figura, con el cual puede compararse la frecuencia del gene-



Montaje para el ajuste del generador.

rador patrón con la frecuencia del que pretendemos ajustar.

Este montaje funciona de la siguiente manera:

Las señales del generador patrón y las de nuestro generador llegan a la resistencia de 4.700 ohmios a través de las resistencias de 390 ohmios, mezclándose en ellas y motivando el consiguiente batido. La señal de batido es detectada por el diodo y amplificada por el amplificador de B.F.

Si la señal de nuestro generador es, por ejemplo, de 500 Kc/s y la señal del generador patrón es de 510 Kc/s, en el altavoz del amplificador percibiremos un fuerte y agudo pitido correspondiente a una señal de 10 Kc/s, que en este caso será la señal de batido. Si en estas condiciones movemos el cuadrante de nuestro generador de forma que la frecuencia vaya aumentando, el sonido emitido por el altavoz se hará cada vez más grave, hasta desaparecer cuando las dos frecuencias se hayan igualado.

Es decir: *la desaparición del sonido del altavoz nos indica que la frecuencia emitida por el generador patrón es exactamente igual a la frecuencia emitida por nuestro generador.*

Comprenda que de seguir aumentando la frecuencia de nuestro generador volveríamos a percibir el sonido correspondiente a una señal de batido, sonido que iría aumentando a medida que aumentáramos la frecuencia de la señal de nuestro generador, hasta que llegaríamos a un valor para el cual volvería a desaparecer el pitido; pero esta vez no por haberse anulado la señal de batido, sino porque su frecuencia correspondería ya a la categoría de un ultrasonido.

Estos fenómenos nos dan la pauta para el ajuste de nuestro generador. Hagamos lo siguiente:

1. Situemos el conmutador de nuestro generador en la posición C, y el cuadrante sobre la señal de 500 Kc/s.

2. Colocaremos el mando B.F. en posición 0 de forma que no exista modulación.

3. Giraremos el mando R.F. totalmente a la derecha para obtener la máxima amplitud de la señal.

4. Dispondremos el generador patrón de manera que proporcione una señal de 500 Kc/s no modulada.

En esta circunstancia es casi seguro que a pesar de que el cuadrante de nuestro generador in-

.ica una frecuencia de 500 Kc/s la que emite no tiene este valor, con lo cual se producirá una señal de batido con el consiguiente ruido en el altavoz.

5. Con un destornillador de material aislante moveremos el núcleo de la bobina correspondiente (la que tiene más espiras) hasta conseguir que la frecuencia sea exactamente de 500 Kc/s, cosa que advertiremos por la anulación de la señal de batido.

6. Situaremos el cuadrante del generador sobre la señal de 1500 Kc/s y haremos lo mismo con el generador patrón.

7. Para conseguir que la frecuencia de nuestro generador sea también de 1500 Kc/s se ajustará el *trimmer* correspondiente hasta conseguir la anulación de la señal de batido.

Esta operación es igualmente útil para ajustar todas las bandas.

Para ajustar la banda B:

Moveremos el núcleo de la bobina para ajustarla a una frecuencia de 4'7 Mc/s.

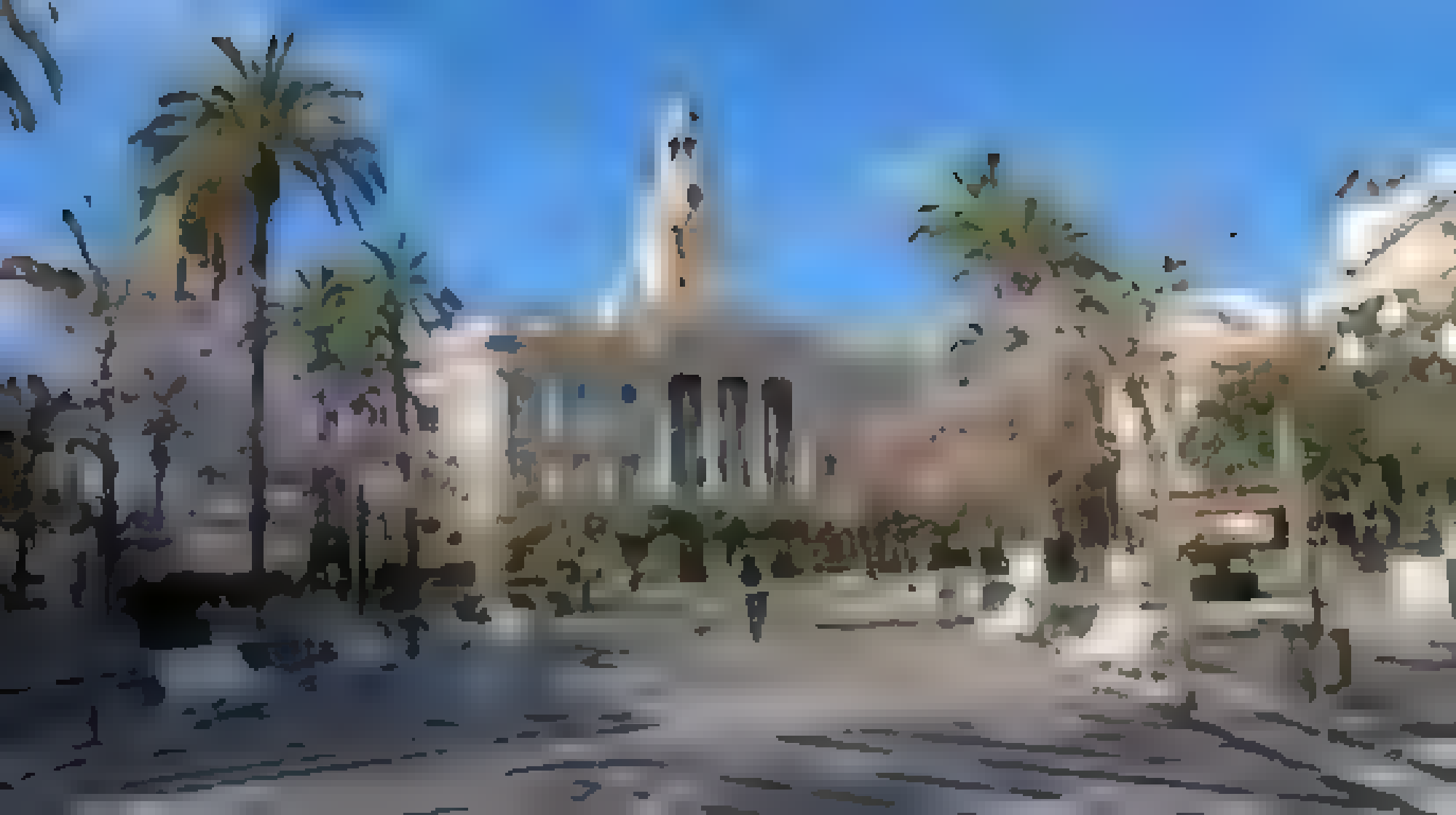
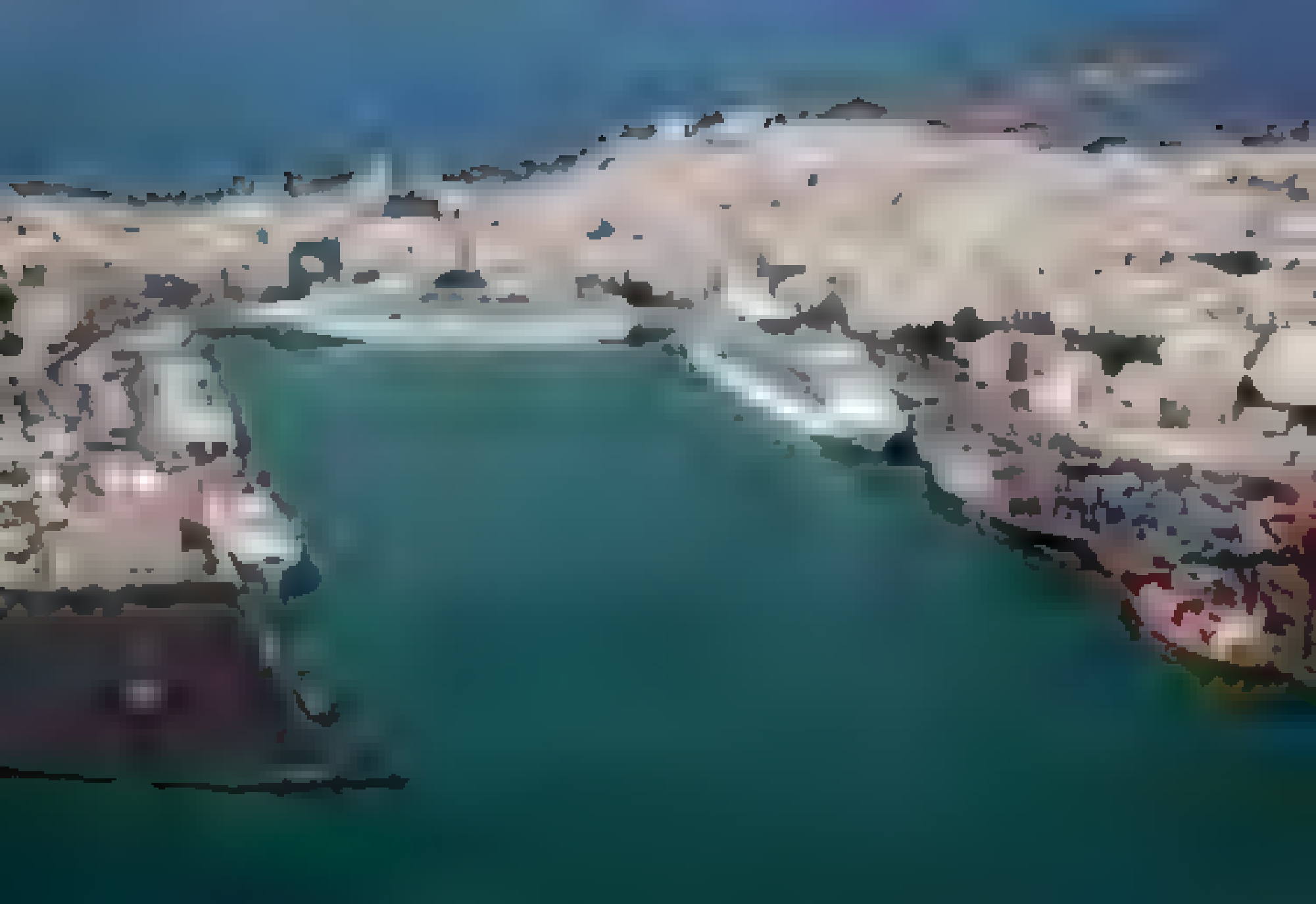
Actuaremos sobre el *trimmer* para ajustarlo a una frecuencia de 7 Mc/s.

Accionando el núcleo de la bobina la ajustaremos a una frecuencia de 8 Mc/s.

Para ajustar la banda A:

Para obtener una frecuencia de 30 Mc/s actuaremos sobre el *trimmer*.

La banda D no necesita de ajuste, puesto que emplea la misma bobina y *trimmer* que la escala C.

Téngase en cuenta que la temperatura de funcionamiento de un generador influye en el valor de la frecuencia de las señales emitidas, por lo cual conviene que los dos generadores que intervienen en la operación descrita se mantengan en funcionamiento un tiempo no inferior a quince minutos antes de proceder al ajuste de nuestro instrumento. De esta forma conseguiremos que ambos generadores alcancen una temperatura estable.

Hasta aquí tiene usted una idea de principio de las posibilidades del generador de R.F.-B.F., cuya utilidad en el campo profesional se pondrá plenamente de manifiesto cuando estudiemos el proceso a seguir para el ajuste de los receptores de radio (A.M.-F.M.), así como el que corresponde a la parte de audio de los receptores de televisión.